Anca Manolescu • Anton Manolescu

# Circuite integrate liniare

## Culegere de probleme

8738

Editura Științifică și Enciclopedică

ANCA MANOLESCU • ANTON MANOLESCU

# CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

## Culegere de probleme

168367
B.C.U. - IASI

EDITURA ŞTIINŢIFICĂ ŞI ENCICLOPEDICĂ
BUCUREŞTI, 1987

# Capitolul 1

# ETAJE AMPLIFICATOARE DIFERENŢIALE

## INTRODUCERE TEORETICĂ

*Prin definiţie, un amplificator diferenţial ideal* furnizează o mărime de ieşire proporţională cu diferenţa de semnal dintre două terminale, fără a da naştere unui semnal de ieşire datorat unui semnal comun de intrare, adică unui semnal existent simultan pe cele două borne de intrare.

Schema clasică a unui etaj de amplificare diferenţial simetric realizat cu tranzistoare bipolare este prezentată în figura 1.1.

*Caracteristica de transfer* reprezintă dependenţa curenţilor de colector $i_{Ca}$ şi $i_{Cb}$ ale celor două tranzistoare în funcţie de tensiunea aplicată între cele două baze $v_{Ia} - v_{Ib}$.

Pentru etajul diferenţial perfect simetric, prevăzut cu o sursă de curent constant în emitoarele celor două tranzistoare (fig. 1.2*a*), expresiile curenţilor de colector în funcţie de tensiunea dintre cele două intrări sînt:

$$i_{Ca} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{v_{Ib} - v_{Ia}}{V_T}}}, \qquad i_{Cb} = \frac{I_0}{1 + e^{\frac{v_{Ia} - v_{Ib}}{V_T}}}, \tag{1.1a}$$

unde $V_T = kT/q$, $T$ fiind temperatura în kelvini, $k$ constanta lui Boltzmann, iar $q$ sarcina electronului.

În figura 1.2b se arată dependenţa acestor curenţi de tensiunea de intrare diferenţială raportată prin $V_T$.

Extinderea domeniului tensiunilor de intrare pentru care etajul se comportă liniar se poate realiza prin introducerea unor rezistenţe $R_e$ în serie cu emitoarele tranzistoarelor.

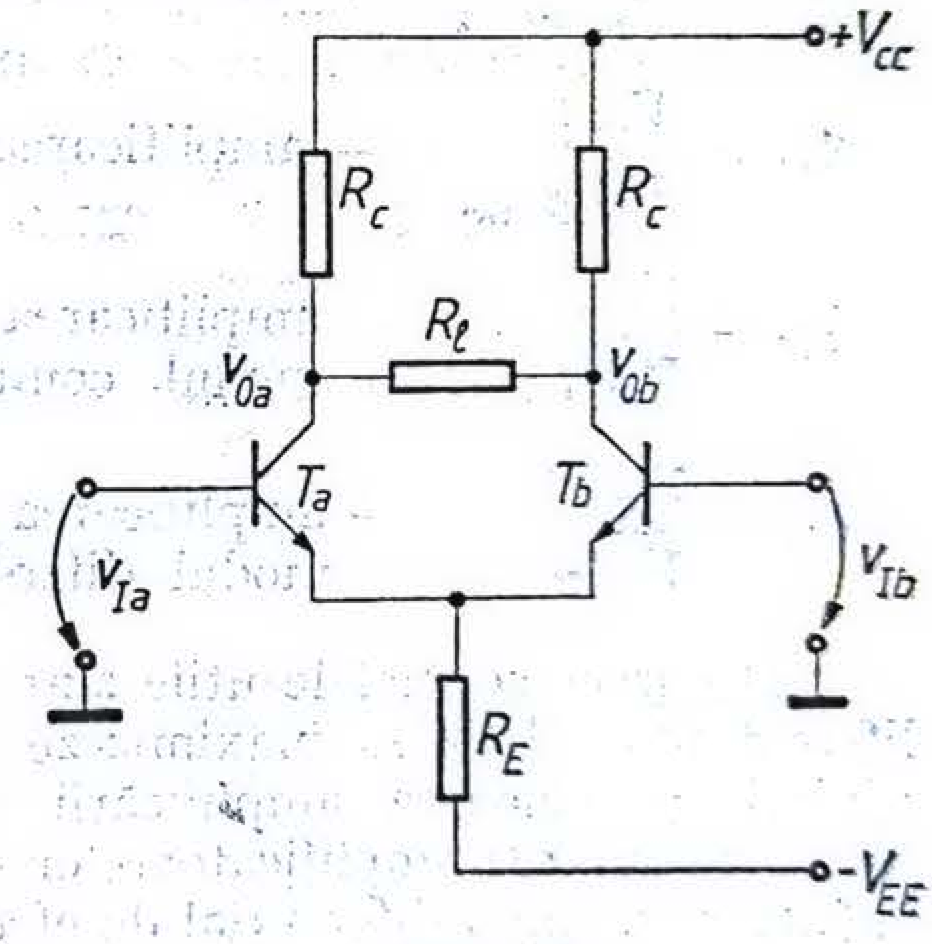


Fig. 1.1

*Principalele mărimi caracteristice* corespunzătoare funcţionării dinamice a unui etaj diferenţial sînt:

$$V_{id} = \frac{V_{ia} - V_{ib}}{2} \quad \text{— tensiunea de intrare de mod diferenţial,} \tag{1.2a}$$

$$V_{ic} = \frac{V_{ia} + V_{ib}}{2} \quad \text{— tensiunea de intrare de mod comun,} \tag{1.2b}$$

$$V_{od} = \frac{V_{oa} - V_{ob}}{2} \quad \text{— tensiunea de ieşire de mod diferenţial,} \tag{1.2c}$$

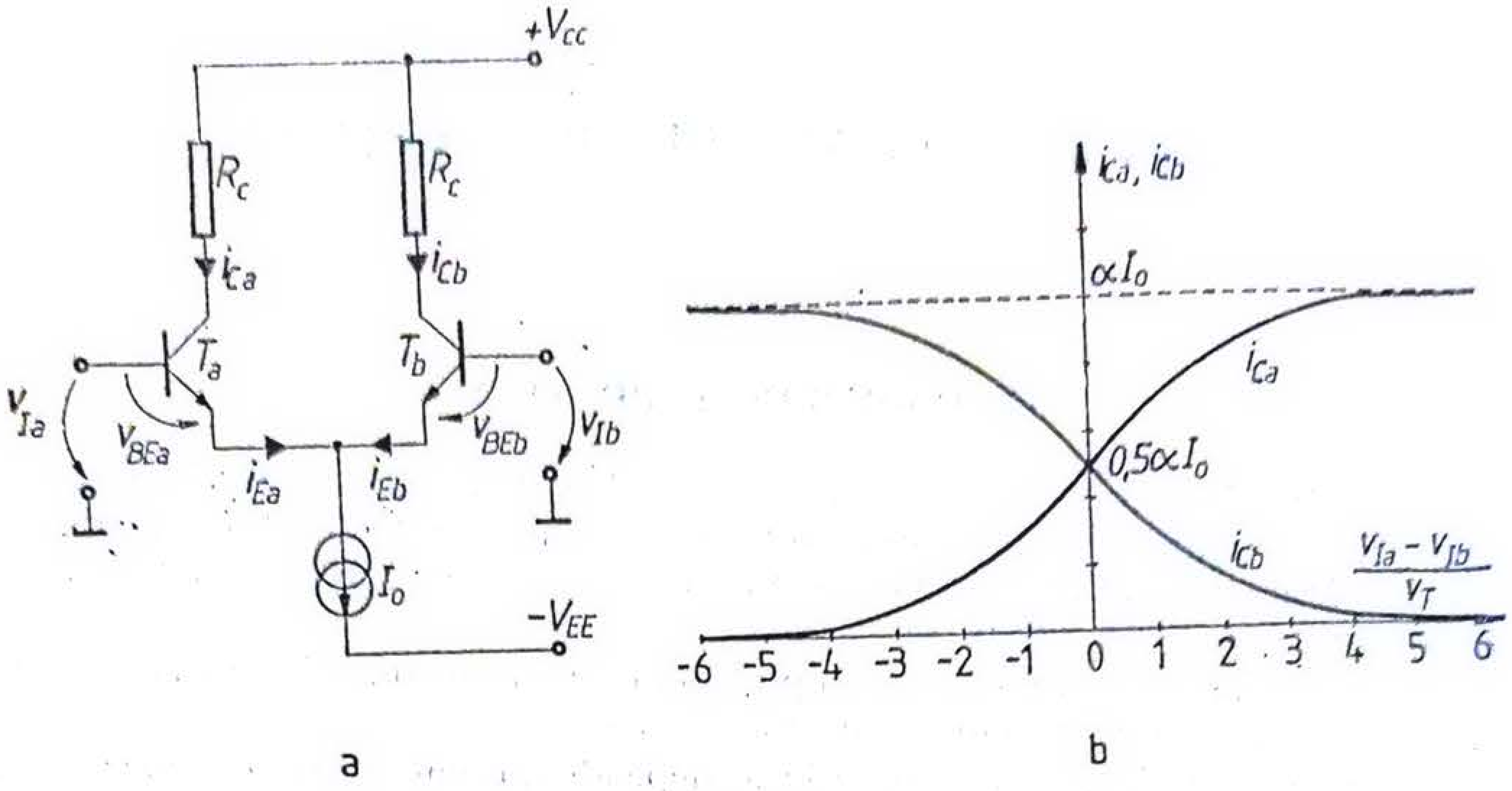



Fig. 1.2.

$$V_{oc} = \frac{V_{oa} + V_{ob}}{2}$$ — tensiunea de ieșire de mod comun. (1.2d)

Acestor tensiuni le corespund patru tipuri de amplificări, definite după cum urmează:

$$A_{dd} = \left.\frac{V_{od}}{V_{id}}\right|_{V_{ic}=0}$$ — amplificarea de mod diferențial, (1.3a)

$$A_{cc} = \left.\frac{V_{oc}}{V_{ic}}\right|_{V_{id}=0}$$ — amplificarea de mod comun, (1.3b)

$$A_{cd} = \left.\frac{V_{oc}}{V_{id}}\right|_{V_{ic}=0}$$ — amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun, (1.3c)

$$A_{dc} = \left.\frac{V_{od}}{V_{ic}}\right|_{V_{id}=0}$$ — amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial. (1.3d)

Deoarece semnalele utile sînt cele de mod diferențial, etajele de amplificare diferențiale trebuie să maximizeze valoarea amplificării de mod diferențial și să minimizeze valoarea amplificării de mod comun.

Capacitatea amplificatoarelor diferențiale de a separa efectul util al tensiunii de intrare de mod diferențial de efectul perturbator al tensiunii de intrare de mod comun se caracterizează prin *factorul de discriminare* $F$, definit astfel:

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{co}}. \tag{1.4}$$

Amplificările de transfer $A_{cd}$ și $A_{dc}$ reflectă interacțiunea dintre funcționarea pe mod diferențial și pe mod comun. Pentru un amplificator absolut simetric ele sînt nule, datorîndu-se în principiu asimetriilor schemei.

Pentru a caracteriza capacitatea amplificatorului diferențial cu asimetrii de a separa tensiunile de ieșire diferențiale datorate tensiunilor de intrare dife-

rențiale de cele datorate tensiunilor de intrare de mod comun se definește *factorul de rejecție a modului comun*

$$\mathrm{RMC} = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}. \tag{1.5}$$

În mod analog se definește *factorul de rejecție a modului diferențial,*

$$\mathrm{RMD} = \frac{A_{cc}}{A_{cd}}, \tag{1.6}$$

care caracterizează capacitatea amplificatorului diferențial de a separa tensiunile de ieșire de mod comun datorate tensiunilor de intrare de mod comun de cele datorate tensiunilor de intrare de mod diferențial.

În funcție de definițiile date se pot calcula tensiunile de ieșire de mod comun și de mod diferențial ca fiind:

$$V_{oc} = A_{cc}\left(V_{ic} + \frac{1}{\mathrm{RMD}} \cdot V_{id}\right), \tag{1.7}$$

$$V_{od} = A_{dd}\left(V_{id} + \frac{1}{\mathrm{RMC}} \cdot V_{ic}\right) \tag{1.8}$$

*Analiza funcționării amplificatoarelor diferențiale perfect simetrice* se face utilizînd teorema bisecțiunii.

Utilizînd pentru tranzistoare circuitul echivalent natural în care se neglijează elementele $r_x$, $r_\mu$ și $r_0$ și capacitoarele $C_\pi$ și $C_\mu$, rezultă, pentru amplificatorul diferențial clasic din figura 1.1, circuitul echivalent de semnal mic și joasă frecvență din figura 1.3, valabil atît pentru funcționarea pe mod diferențial cît și pentru funcționarea pe modul comun.

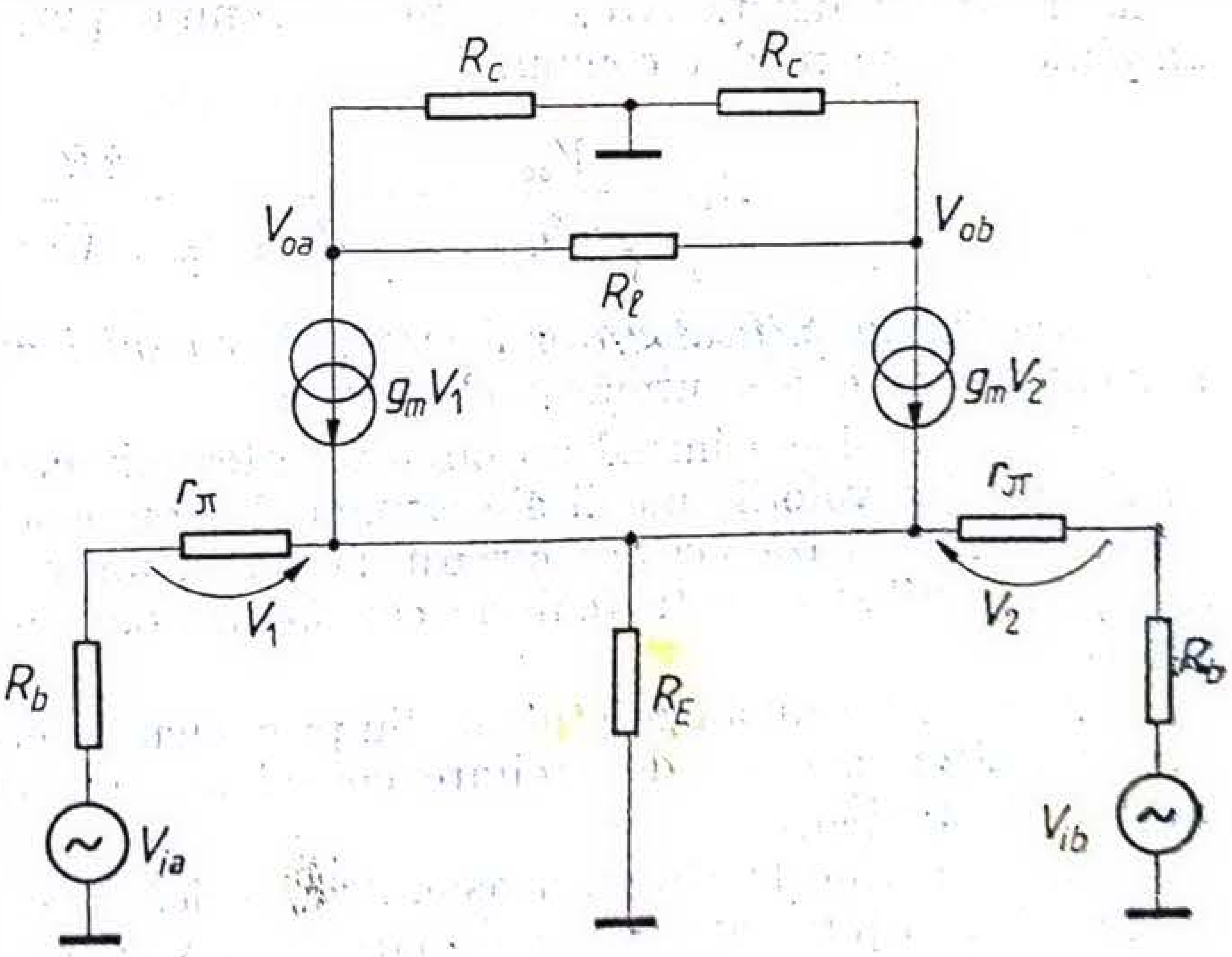


Fig. 1.3.

Dacă excitarea etajului se face numai cu un semnal de intrare *de mod diferențial pur*, tensiunea pe emitoarele celor două tranzistoare nu va varia de loc, deci acest punct poate fi considerat ca fiind conectat la masă; tensiunea la jumătatea rezistenței $R_l$ de asemenea nu variază, astfel încît și acest punct poate fi considerat punct de masă.

Cîștigul diferențial în tensiune, $V_{od}/V_{id}$, al circuitului poate fi deci calculat utilizînd circuitul simplificat, prezentat în figura 1.4,*a* care poartă denumirea de semicircuit valabil pentru funcționarea pe modul diferențial pur; el poate fi generalizat și pentru studiul comportării la înaltă frecvență a etajului diferențial.

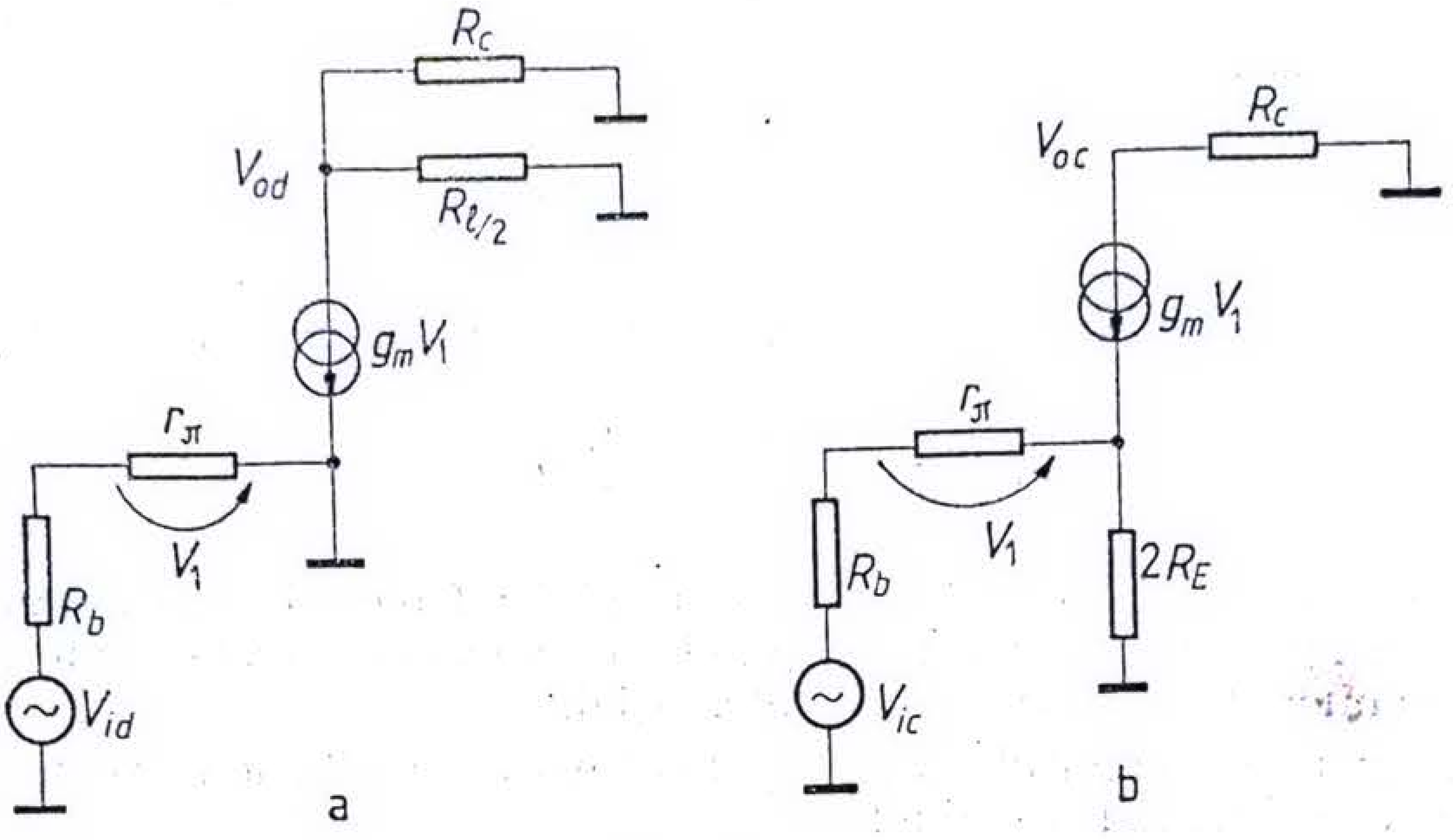



Fig. 1.4.

Rezultă

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\frac{\beta R_c \| R_{l/2}}{R_b + r_\pi}. \tag{1.9}$$

Pentru excitare cu o tensiune de intrare de mod comun pură, circuitul din figura 1.3 se poate redesena după cum se arată în figura 1.4b, în care rezistența $R_E$ a fost înlocuită cu rezistența $2R_E$, iar rezistența $R_l$ a fost omisă, fără ca funcționarea circuitului să fie afectată.

Utilizînd circuitul din figura 1.4b, care poartă denumirea de semicircuit valabil pentru funcționarea pe modul comun pur, se poate calcula cu ușurință amplificarea pe modul comun.

$$A_{cc} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_\pi + (\beta + 1)\, 2R_E}. \tag{1.10}$$

*Analiza amplificatoarelor diferențiale cu mici asimetrii* se face prin metoda secvențială care are următoarele etape:

1. Se consideră inițial un circuit perfect simetric în care valorile elementelor de circuit sînt valorile medii ale elementelor omoloage din cele două jumătăți ale circuitului. Pe baza acestui circuit perfect simetric se pot calcula amplificările $A_{dd}$ și $A_{cc}$ utilizînd semicircuitele corespunzătoare modului de funcționare considerat.

2. Se determină curentul mediu prin elementele nesimetrice ($r_\pi$, $R_b$, $R_c$ etc.) corespunzător modului de excitare considerat (excitare pe modul comun sau pe modul diferențial).

3. Se revine la circuitul asimetric, adică la circuitul în care un element de circuit dintr-o jumătate este mai mare decît valoarea medie, iar elementul omolog din cealaltă jumătate este mai mic decît valoarea medie. Pentru aceasta se introduc generatoarele de perturbații echivalente în funcție de valoarea medie a curentului prin aceste elemente de circuit și disimetriile acestor elemente.

4. Se stabilește modul de excitare (diferențial sau comun) a circuitului de către aceste generatoare de perturbații.

5. Se calculează pentru modul de excitare stabilit anterior tensiunea de ieșire.

Utilizarea metodei secvențiale de analiză a amplificatoarelor diferențiale cu mici asimetrii este exemplificată în problemele 1.24 și 1.25.

*Răspunsul în frecvență al amplificatoarelor diferențiale* se determină utilizînd metoda constantelor de timp aplicată circuitului echivalent corespunzător modului de excitare considerat (mod diferențial sau mod comun) și domeniului de frecvență analizat (joasă frecvență sau înaltă frecvență).

În ipoteza unor poli de înaltă frecvență suficient de depărtați între ei, frecvența limită superioară, adică frecvența corespunzătoare atenuării cu 3 dB față de valoarea din bandă, este:

$$\omega_s = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n} R_{jo}C_j} = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n} \tau_{jo}}, \tag{1.11}$$

unde $R_{jo}$ este rezistența de la bornele condensatorului $C_j$, cu toate celelalte condensatoare întrerupte, iar $\tau_{jo} = R_{jo}C_j$ reprezintă constanta de timp de gol asociată condensatorului $C_j$.

Similar, frecvența limită inferioară se determină cu relația:

$$\omega_i = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{R_{js}C_j} = \sum_{j=1}^{n} \frac{1}{\tau_{js}}, \tag{1.12}$$

unde $R_{js}$ reprezintă rezistența de la bornele condensatorului $C_j$, cu toate celelalte condensatoare scurtcircuitate, iar $\tau_{js}$ constanta de timp de scurtcircuit asociată condensatorului $C_j$.

## PROBLEME

**1.1.** Să se determine factorul de transfer în curent, $I_o/I_i$, pentru circuitul din figura 1.5, admițînd cele două tranzistoare identice. Să se reprezinte grafic raportul $I_o/I_i$ în funcție de factorul de amplificare în curent, β. Se va neglija dependența curentului de colector de tensiunea colector-emitor.

*Soluție.* Admițînd că cele două tranzistoare au caracteristici identice se observă că diferența dintre curenții $I_o$ și $I_i$ se datorează faptului că ambii curenți de bază ai celor două tranzistoare sînt furnizați de curentul $I_i$. În figura 1.6 a se arată această divizare de curent, notînd cu 1 curentul de bază al fiecărui tranzistor și utilizînd relațiile între curenții $I_c$ și $I_b$ ai tranzistoarelor. Rezultă:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta}{\beta + 2}. \tag{1.13}$$

După cum se observă din figura 1.6 b, pe măsură ce β crește, curentul de ieșire $I_o$ se apropie de cel de intrare $I_i$; de exemplu, pentru $\beta = 100$, diferența dintre cei doi curenți este de numai 2%.

**1.2.** Să se repete problema 1.1 pentru circuitul din figura 1.7.

*Soluție.* Procedînd ca în cazul precedent, se obține divizarea de curenți din figura 1.8 a, rezultînd

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta^2 + 2\beta}{\beta^2 + 2\beta + 2}.$$

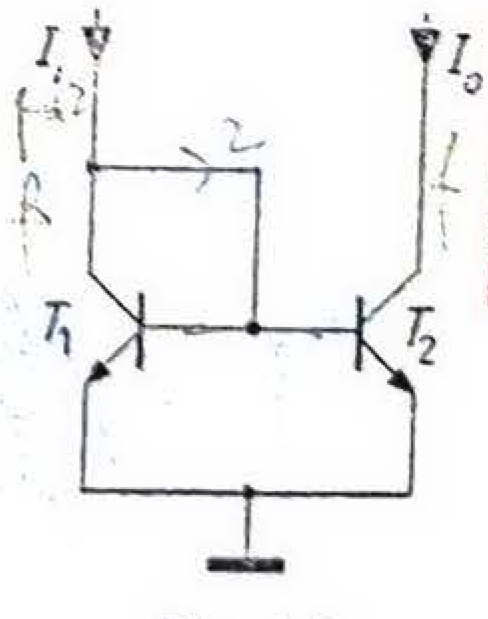



Fig. 1.5.

BIBLIOTECA DE FIZICĂ

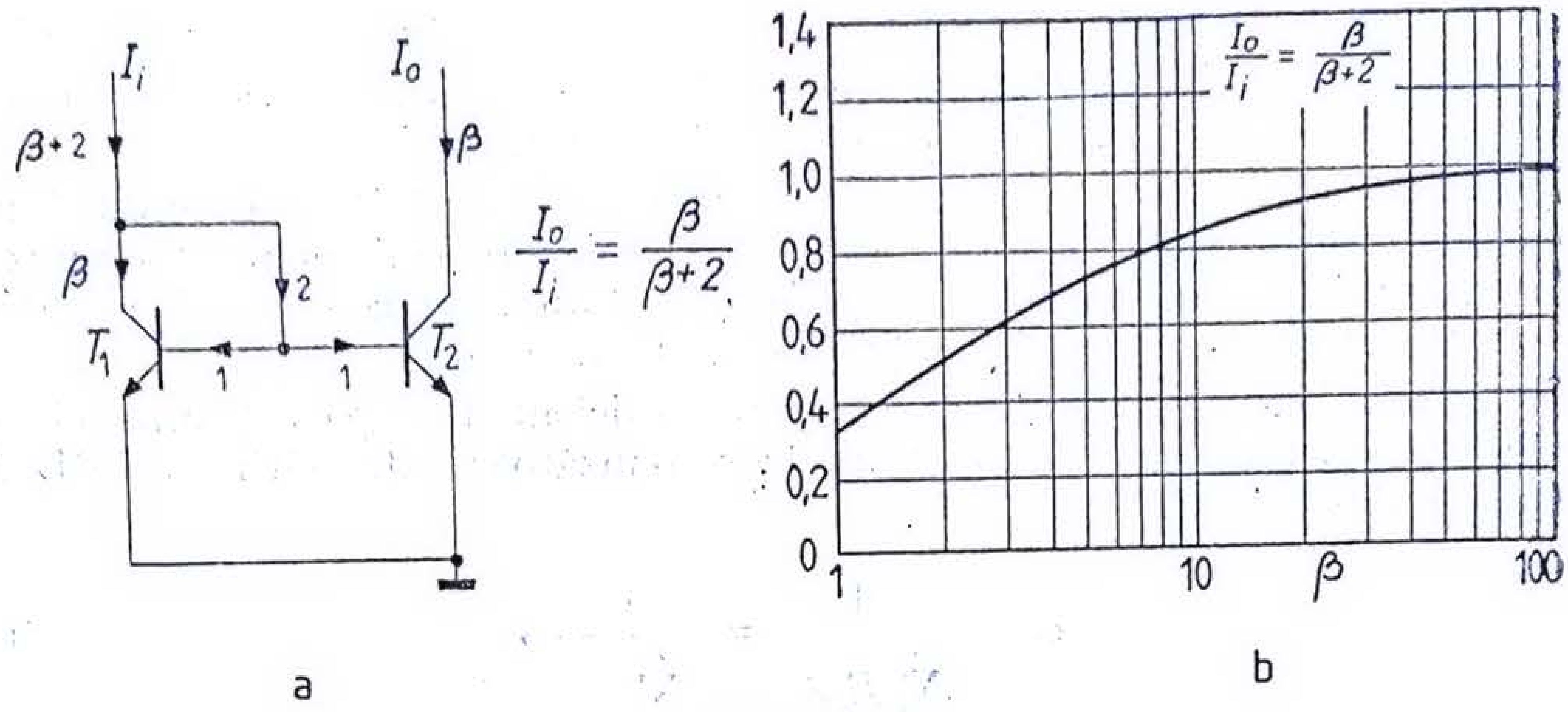



Fig. 1.6.

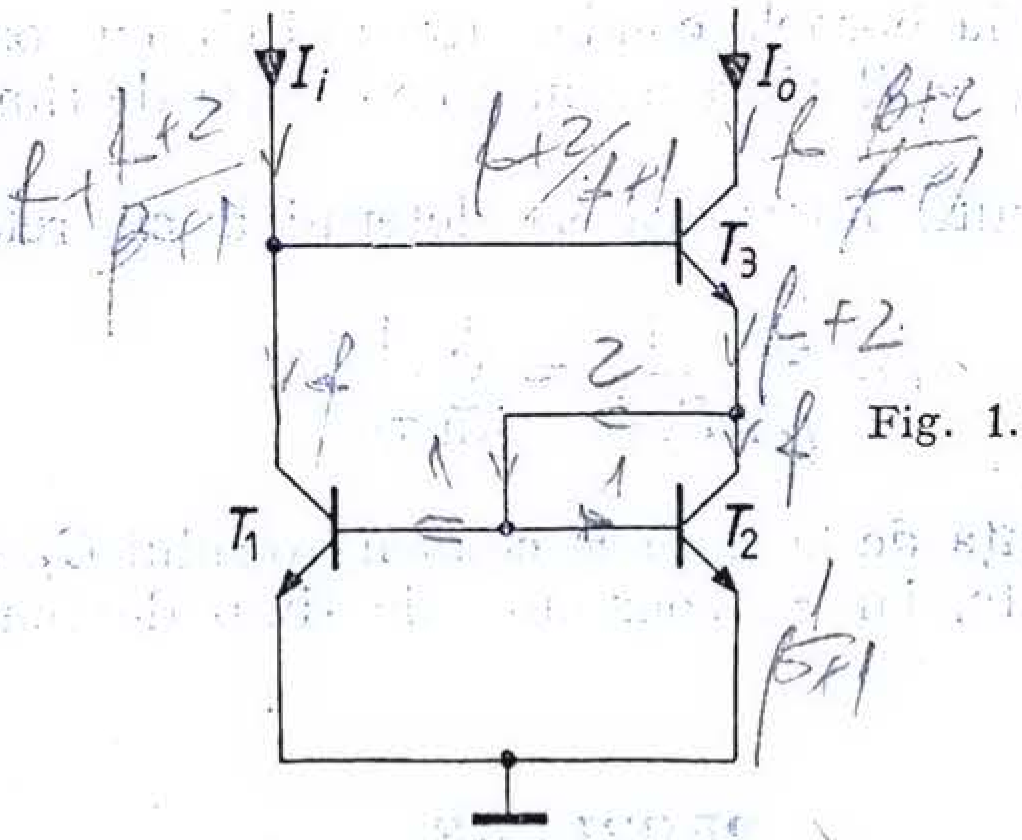



Fig. 1.7.

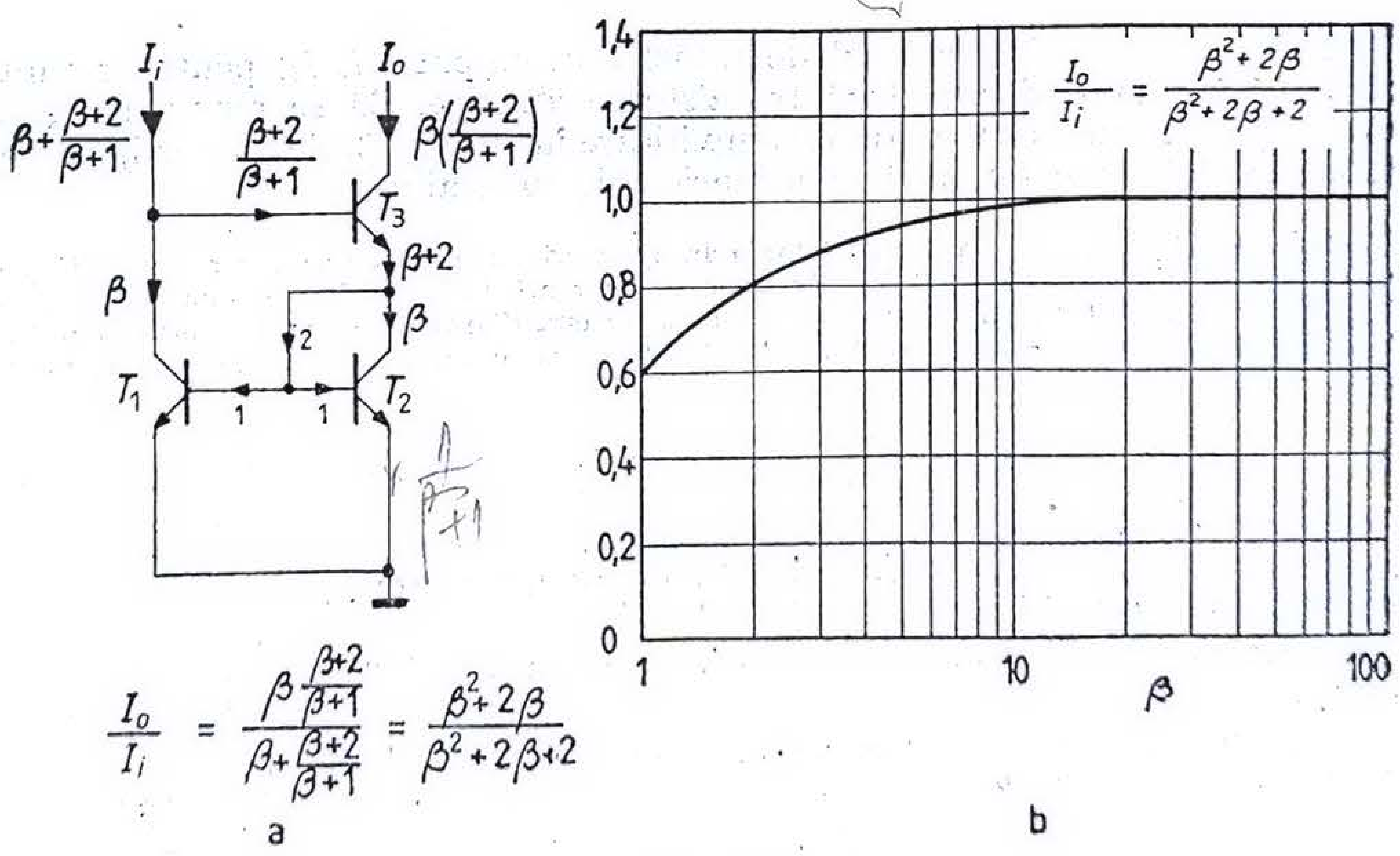



Fig. 1.8.

Se observă că în acest caz factorul de transfer în curent se îmbunătățește prin $\beta^2$, ceea ce reduce importanța termenului, „2" de la numitor. Ca urmare, după cum reiese din figura 1.8 b, $I_o \simeq I_i$ pentru valori mult mai mici ale lui $\beta$.

**1.3.** Să se repete problema 1.1 pentru circuitul din figura 1.9.

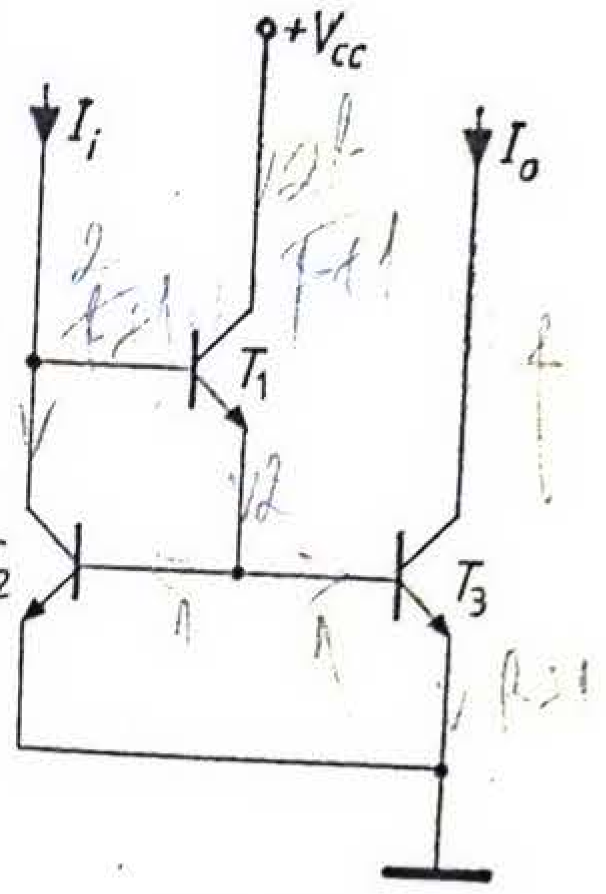


Fig. 1.9.

*Soluție.* Aplicînd procedeul din problema precedentă se obține divizarea de curent din figura 1.10, rezultînd:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2}.$$

**1.4.** Pentru configurația de oglindă de curent prezentată în figura 1.5, să se aprecieze efectul dependenței curentului de colector în funcție de tensiunea colector-emitor asupra factorului de transfer în curent $I_o/I_i$. Se va utiliza în acest sens relația:

$$i_C = I_S\left(\exp\frac{v_{BE}}{V_T}\right)\left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right), \tag{1.14}$$

unde $I_S$ este curentul de saturație al joncțiunii bază-emitor, iar $V_A$ tensiunea Early.

Să se determine rezistența dinamică de ieșire în funcție de parametrii circuitului echivalent natural ai tranzistoarelor în punctul static de funcționare definiți prin relațiile:

$$g_m = \frac{qI_C}{kT}, \quad (1.15) \qquad r_\pi = \frac{\beta_o}{g_m}, \quad (1.16)$$

$$r_0 \cong \frac{1}{\eta g_m}, \quad (1.17) \qquad r_\mu \cong \frac{\beta_o}{\eta g_m}, \quad (1.18)$$

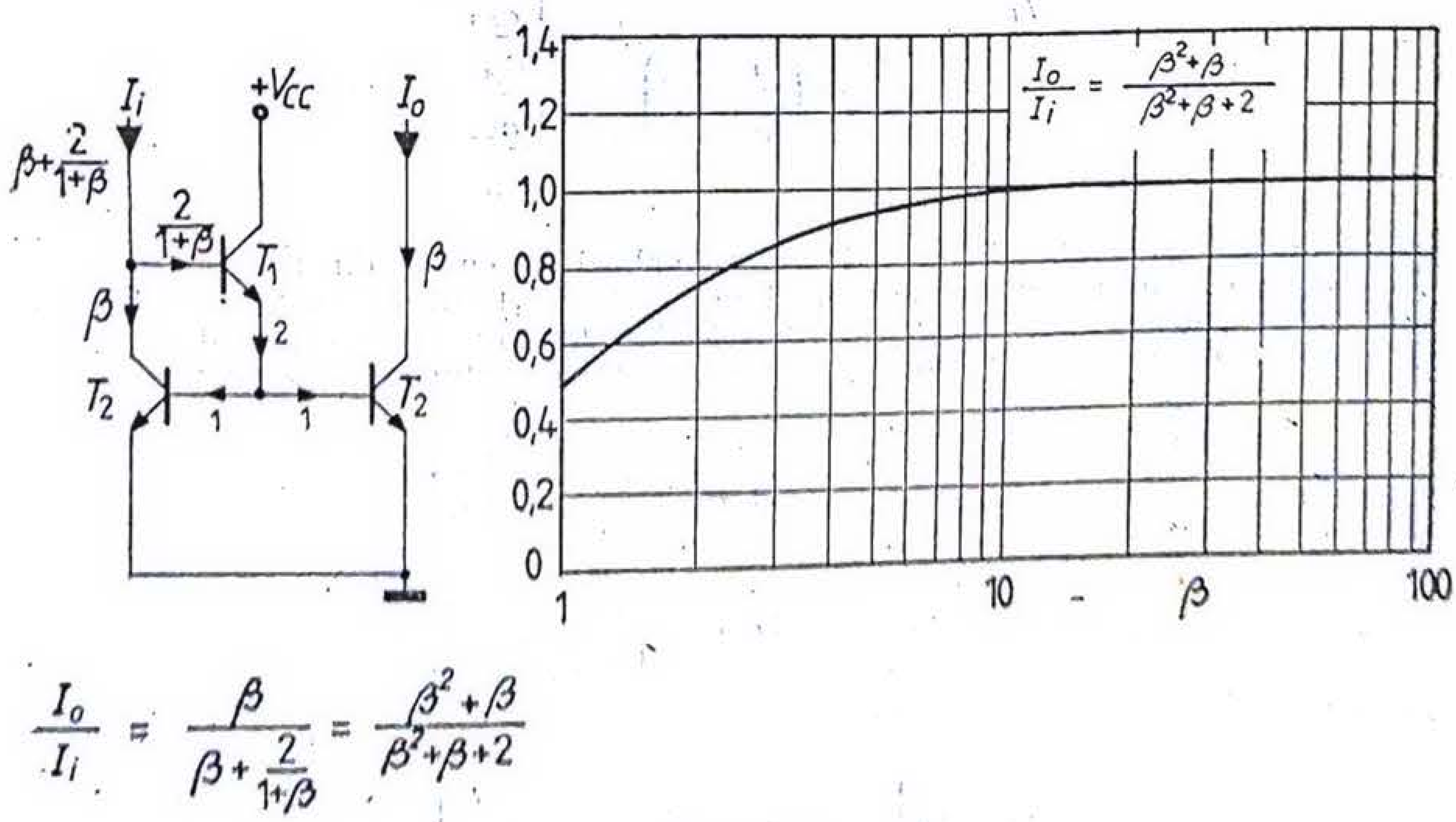


Fig. 1.10.

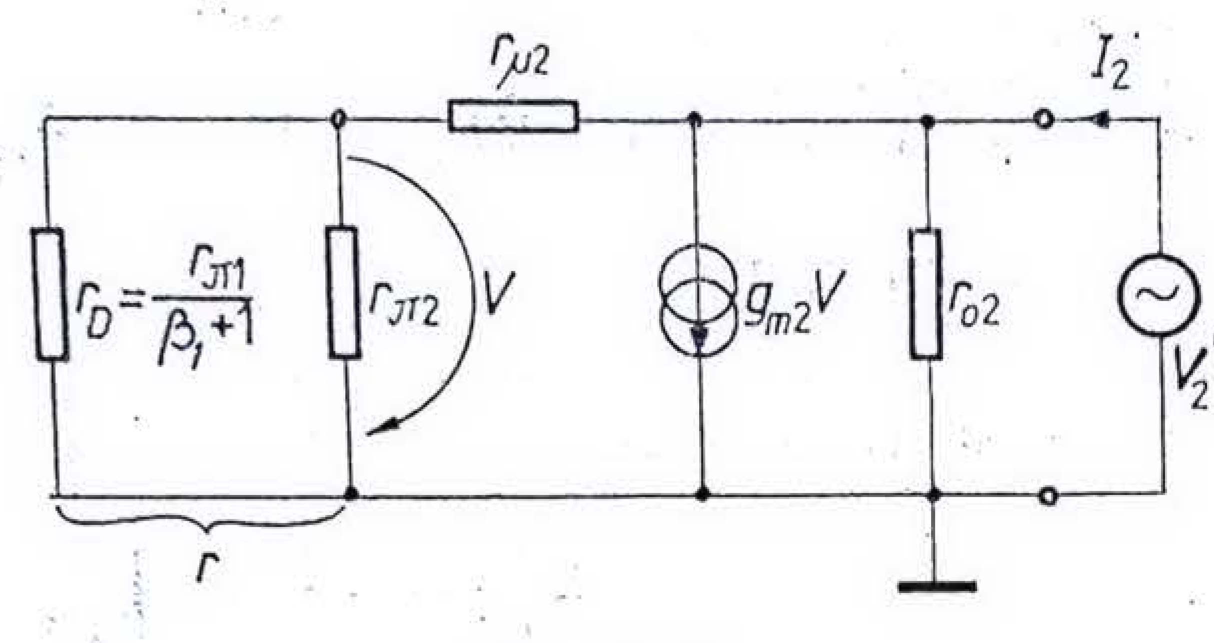



Fig. 1.11.

unde $I_C$ este curentul static de colector, $k$ constanta lui Boltzman, $q$ sarcina electronului, $T$ temperatura în grade Kelvin, iar $\eta = V_T/V_A$ factorul Early.

Aplicație numerică: $V_{CE1} = 0{,}6$ V, $V_{CE2} = 30$ V, $I_i = 50$ μA, $V_A = 90$ V, $\beta_1 = \beta_2$.

*Soluție.* Ținînd seama de relația 1.14, pentru oglinda de curent din figura 1.5 rezultă:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \dfrac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \dfrac{V_{CE1}}{V_A}},$$

deci, pentru valorile numerice precizate,

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \dfrac{30}{90}}{1 + \dfrac{0{,}6}{90}} = 1{,}32.$$

Revenind la figura 1,6 a, la aceasta se adaugă faptul că ambii curenți de bază ai celor două tranzistoare trebuie furnizați de curentul $I_i$, adică

$$I_i = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_{C1}}{\beta_1} + \frac{I_{C2}}{\beta_2}.$$

Înlocuind în această expresie pe $I_{C1}$ în funcție de $I_{C2}$ se poate calcula raportul curenților $I_o/I_i$:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{\dfrac{1}{\beta_2} + \left(\dfrac{1}{\beta_1} + 1\right)\dfrac{1 + \dfrac{V_{CE1}}{V_A}}{1 + \dfrac{V_{CE2}}{V_A}}}.$$

Pentru calculul rezistenței dinamice de ieșire a oglinzii de curent din figura 1.5 se utilizează circuitul echivalent de semnal mic din figura 1.11, în care tranzistorul $T_1$, legat ca diodă, s-a reprezentat sub formă rezistenței $r_D = r_{\pi 1}/(\beta_1 + 1)$, celelalte elemente ale sale putînd fi neglijate. Se aplică un generator de tensiune exterior $V_2'$ și se calculează curentul $I_2'$. Se obține:

$$I_2' = \frac{V_2'}{r_{o2}} + g_{m2}\frac{r}{r + r_{\mu 2}}V_2' + \frac{V_2'}{r + r_{\mu 2}},$$

unde

$$r = [r_{\pi 1}/(1 + \beta_1)] \parallel r_{\pi 2} \cong \frac{r_{\pi 1}}{1 + \beta_1} \cong \frac{1}{g_{m1}}.$$

Rezultă

$$I_2' \cong V_2'\left[\frac{1}{r_{o2}} + g_{m2}\cdot\frac{1}{r_{\mu 2}}\cdot\frac{r_{\pi 1}}{\beta_1} + \frac{1}{r_{\mu 2}}\right].$$

Deci, ţinînd seama de expresiile (6.15–6.18),

$$R_o = \frac{V_2'}{I_2'} \cong \frac{1}{\frac{1}{r_{o2}} + \frac{1}{r_{\mu 2}}\left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} + 1\right)} = \frac{r_{o2}}{1 + \frac{1}{\beta_2}\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}} + 1\right)} =$$

$$= \frac{r_{o2}}{1 + \frac{1}{\beta_2}\left(\frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}} + 1\right)} .$$

Pentru valori ridicate ale lui $\beta_2$,

$$R_o \cong r_{o2} = \frac{1}{\eta_2 g_{m2}} . \tag{1.19}$$

**1.5.** În figura 1.12a se indică schema unei surse standard de curent constant, utilizabilă pentru curenţi mai mari de 0,1 mA.

a. Să se calculeze raportul curenţilor $I_2/I_1$, neglijînd dependenţa curentului de colector de tensiunea colector-emitor.

b. Să se determine rezistenţa dinamică de ieşire a acestei surse. Tranzistoarele se consideră caracterizate prin parametrii de semnal mic ai circuitului echivalent natural: se va admite $r_\mu = \infty$.

*Soluţie.* Presupunînd că tranzistoarele sînt identice şi au $\beta$ suficient de mare pentru a se putea neglija curenţii de bază faţă de curentul de colector în punctul $A$, se poate scrie:

$$I_1 = I_S\, e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}}, \quad \text{iar} \quad I_2 = I_S\, e^{\frac{qV_{BE2}}{kT}},$$

de unde rezultă

$$V_{BE1} - V_{BE2} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \tag{1.20}$$

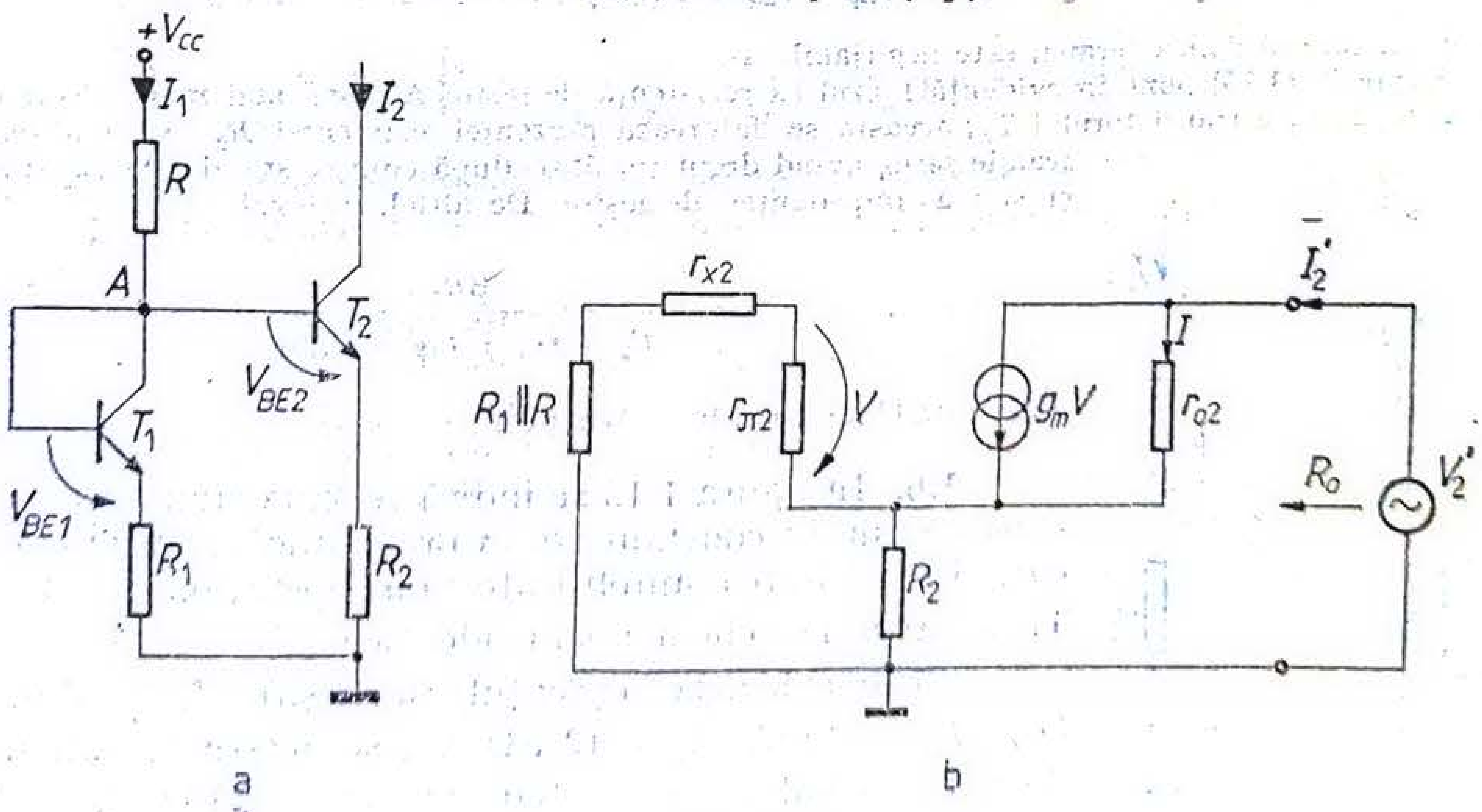



Fig. 1.12.

Legea a doua a lui Kirchhoff, scrisă pentru ochiul care cuprinde cele două joncţiuni bază-emitor, dă

$$V_{BE1} + R_1 I_1 = V_{BE2} + R_2 I_2. \tag{1.21}$$

Din relaţiile (1.20) şi (1.21) se obţine

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{1}{R_2 I_1} \cdot \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1}{I_2}. \tag{1.22}$$

Pentru calcul raportului $I_2/I_1$ trebuie cunoscut curentul $I_1$. Din figura 1.12, a se obţine

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R + R_1}. \tag{1.23}$$

Ecuaţia (1.23), asociată ecuaţiei (1.22), permite calculul raportului $I_2/I_1$.

Pentru curenţi $I_1$ suficient de mari ($I_1 \geqslant 1$ mA) ecuaţia (1.22) se poate simplifica şi aduce la forma

$$\frac{I_2}{I_1} \cong \frac{R_1}{R_2}. \tag{1.24}$$

Pentru determinarea rezistenţei dinamice de ieşire se aplică la ieşire, deci între colector şi masă, un generator de semnal sinusoidal $V_2'$ şi se calculează curentul $I_2'$, debitat de acest generator.

În figura 1.12, b s-a desenat circuitul de semnal mic corespunzător în care s-a neglijat rezistenţa tranzistorului $T_1$ conectat ca diodă ($kT/(qI_1) \ll R_1$).

Pe acest circuit se pot scrie următoarele relaţii:

$$V_2' = I r_{o2} + \left(I + g_m V + \frac{V}{r_{\pi 2}}\right) R_2,$$

$$g_m V + I = I_2',$$

$$\left(I + g_m V + \frac{V}{r_{\pi 2}}\right) R_2 = -\frac{V}{r_{\pi 2}} (R_1 \| R + r_{x2} + r_{\pi 2}).$$

Rezultă

$$R_0 = \frac{V_2'}{I_2'} = r_{o2}\left[1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + r_{\pi 2} + r_{x2} + R_1 \| R}\right] + R_2 \| (r_{x2} + r_{\pi 2} + R_1 \| R), \tag{1.25}$$

expresie în care al doilea termen este neglijabil.

Expresia (1.25) pune în evidenţă faptul că rezistenţa de ieşire $R_0$ este mai mare decît rezistenţa de ieşire $r_{o2}$ a tranzistorului $T_2$; aceasta se datorează prezenţei rezistenţei $R_2$ care realizează o reacţie serie, avînd drept rezultat, după cum se ştie din teoria reacţiei, creşterea impedanţei de ieşire. De altfel, factorul

$$1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + r_{\pi 2} + r_{x2} + R_1 \| R}$$

reprezintă chiar factorul de reacţie $F = 1 + af$.

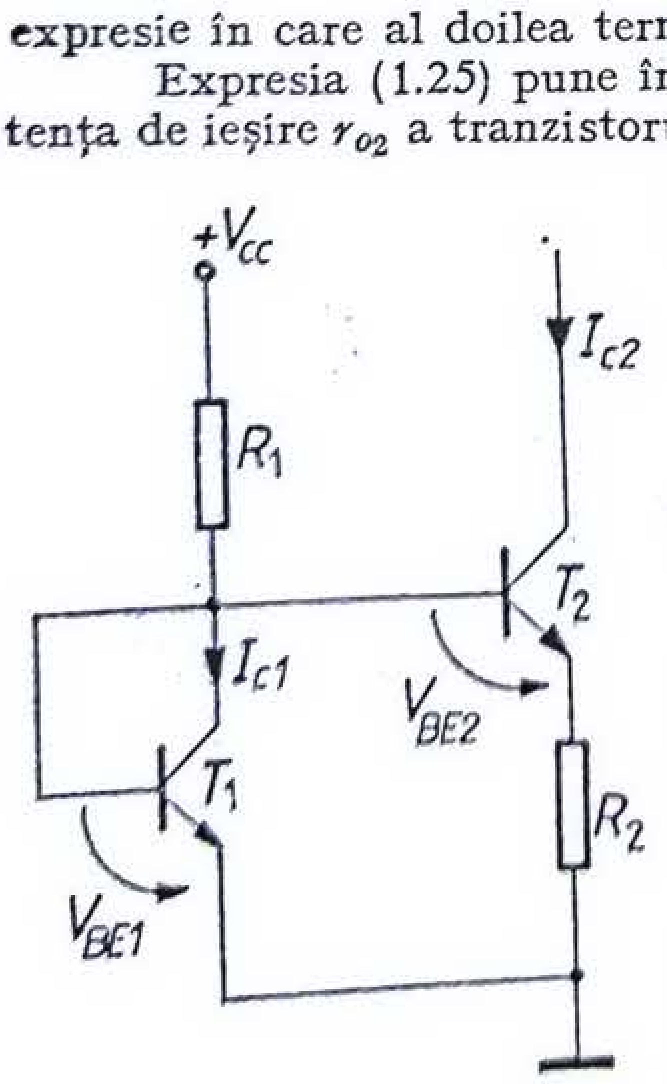


Fig. 1.13

**1.6.** În figura 1.13 se indică schema standard a unei surse de curent constant, de valoare mică, utilizată prima oară la realizarea amplificatorului operaţional μA 709. Tranzistoarele schemei sînt identice.

Să se calculeze curentul $I_{C2}$, admiţînd $(V_{CC}/R_1) = 1$ mA, $R_2 = 12$ kΩ. Să se determine rezistenţa de ieşire ştiind că $r_{o2} = 100$ kΩ, $R_1 = 5$ kΩ, $\beta_2 = 200$, $r_\mu = \infty$, $V_A = \infty$.

*Soluție.* Scriind legea lui Kirchhoff pentru ochiul care conține joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor, rezultă

$$V_{BE1} = V_{BE2} + I_{C2} \cdot R_2$$

Din relațiile

$$I_{C1} = I_{S1}\, e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}},$$

$$I_{C2} = I_{S2}\, e^{\frac{qV_{BE2}}{kT}},$$

și admițînd tranzistoarele riguros identice, adică $I_{S1} = I_{S2} = I_S$, rezultă:

$$V_{BE1} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_S}, \qquad V_{BE2} = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C2}}{I_S}.$$

Deci:

$$I_{C2}R_2 = \frac{kT}{q}\left(\ln\frac{I_{C1}}{I_S} - \ln\frac{I_{C2}}{I_S}\right) = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}.$$

Deoarece cîștigul în curent al tranzistoarelor este mare, curenții de bază al tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ pot fi neglijați și deci

$$I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R_1}.$$

Rezultă

$$I_{C2} = \frac{kT}{qR_2}\ln\frac{V_{CC}}{R_1 I_{C2}}. \qquad (1.26)$$

Rezolvarea ecuației transcendente (1.26) permite determinarea curentului $I_{C2}$ pentru orice valori ale elementelor schemei. Pentru valorile numerice considerate, la temperatura camerei ($kT/q = 26$ mV) se obține $I_{C2} = 10$ μA.

Rezistența de ieșire se calculează la fel ca în cazul precedent cu observația că rezistența $R_1\|R$ din schema din figura 1.12 se înlocuiește cu $R_1\|R_D \cong R_D$ pentru schema din figura 1.13, în care $R_D$ este rezistența tranzistorului $T_1$ legat de diodă.

Făcînd schimbarea corespunzătoare în relația (1.25), rezultă

$$R_o = r_{o2}\left(1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + r_{\pi2} + r_{x2} + R_D}\right) + R_2\|(r_{x2} + r_{\pi2} + R_D), \qquad (1.27)$$

expresie în care termenul al doilea se poate neglija. Se obține $R_o = 555$ kΩ.

**1.7.** În figura 1.14 se indică schema unei surse de curent constant.

a. Să se calculeze curentul de ieșire și să se arate că acest curent este cvasi-independent de variația tensiunii de alimentare $V_{CC}$. Se va admite că valoarea curentului de colector nu depinde de tensiunea colector-emitor ($V_A = \infty$).

b. Să se determine variația curentului de ieșire corespunzătoare variației cu un grad Celsius a temperaturii. Se va ține seama de dependența de temperatură a tensiunii $V_{BE}$ și a rezistenței $R$.

*Soluție.* Schema din figura 1.14 reprezintă o variantă a sursei Wilson, indicată în figura 1.8, în care tranzistorul, conectat ca diodă, s-a înlocuit cu o rezistență. Se observă imediat că

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1}}{R_2}, \qquad (1.28)$$

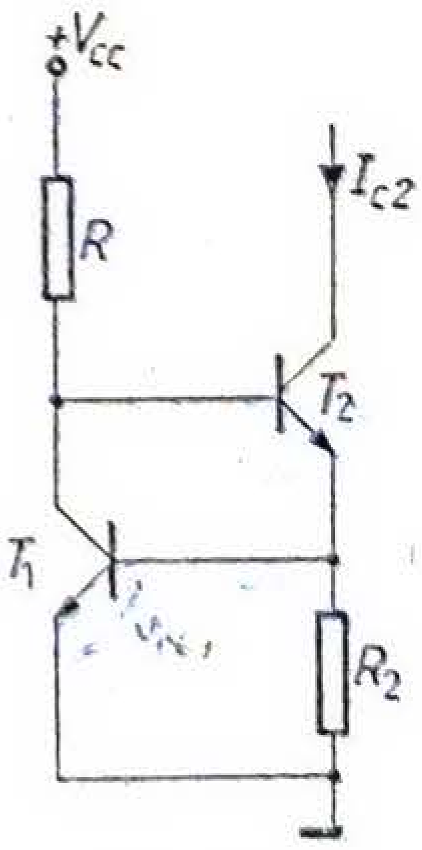


Fig. 1.14.

deci, aparent, este complet independent de tensiunea de alimentare. Însă

$$V_{BE1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_S},$$

în care se poate admite, pentru valori ridicate ale tensiunii de alimentare, că $I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R}$. Înlocuind în relația (1.28), rezultă

$$I_{C2} = \frac{kT}{qR_2} \cdot \ln \frac{V_{CC}}{RI_S}, \qquad (1.29)$$

ceea ce arată că acest curent $I_{C2}$ nu este complet independent de sursa de alimentare, ci variază foarte ușor, după o lege logaritmică în funcție de valoarea tensiunii de alimentare.

Coeficientul de temperatură se poate calcula pe baza relației:

$$\alpha = \frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial T}.$$

Diferențiind relația (1.28) se obține

$$\frac{\partial I_{C2}}{\partial T} = \frac{1}{R_2} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{V_{BE1}}{R_2^2} \frac{\partial R_2}{\partial T} =$$

$$= I_{C2}\left(\frac{1}{V_{BE1}} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T}\right).$$

Rezultă

$$\alpha = \frac{1}{V_{BE1}} \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T}. \qquad (1.30)$$

**1.8.** În figura 1.15 se prezintă semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun al unui amplificator diferențial de curent continuu.

a. Să se calculeze tensiunea de ieșire $V_o$ pentru $V_{ic} = 0$. Toate tranzistoarele sînt identice, iar dioda este un tranzistor conectat ca diodă. Se consideră $V_{BE} = 0,7$ V.

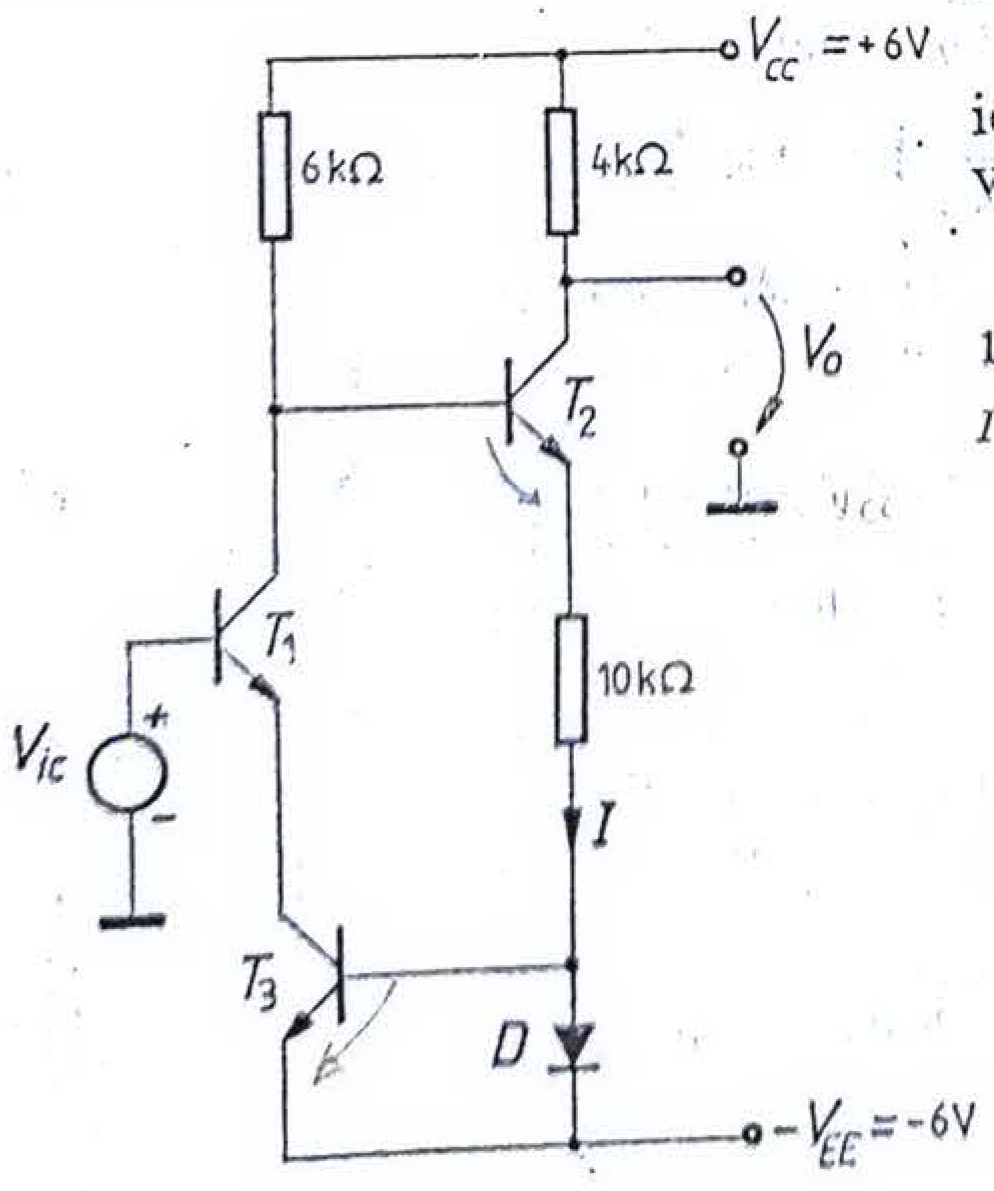



Fig. 1.15.

b. Să se calculeze variația tensiunii de ieșire cînd tensiunea de alimentare de +6 V variază cu 10%. Să se explice rezultatul.

*Soluție.* Notînd cu $I$ curentul prin rezistența de 10 kΩ, se observă că $I = I_D = I_{C3} = I_{C1}$. Însă $I = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_D}{16}$ deci

$$V_o = V_{CC} - \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_D}{16} \cdot 4. \qquad (1.31)$$

Pentru $V_{CC} = V_{EE} = 6V$ rezultă $V_o = 6 - \frac{5,3 \cdot 2}{16} \cdot 4 = 3,35$ V.

Relația (1.31) se poate scrie sub forma

$$V_o = \frac{3}{4} V_{CC} - \frac{V_{EE}}{4} + \frac{V_D}{2}.$$

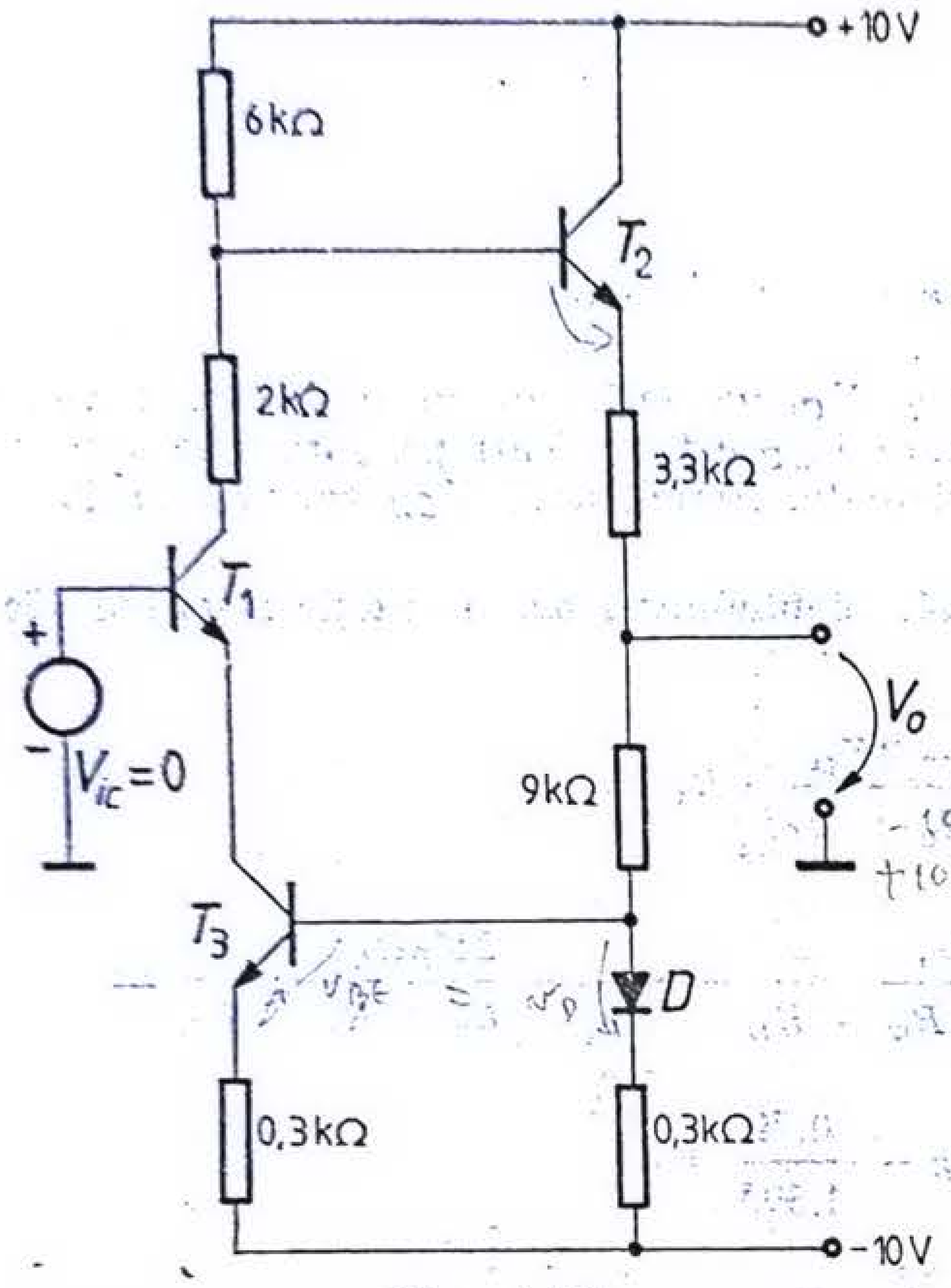



Fig. 1.16.

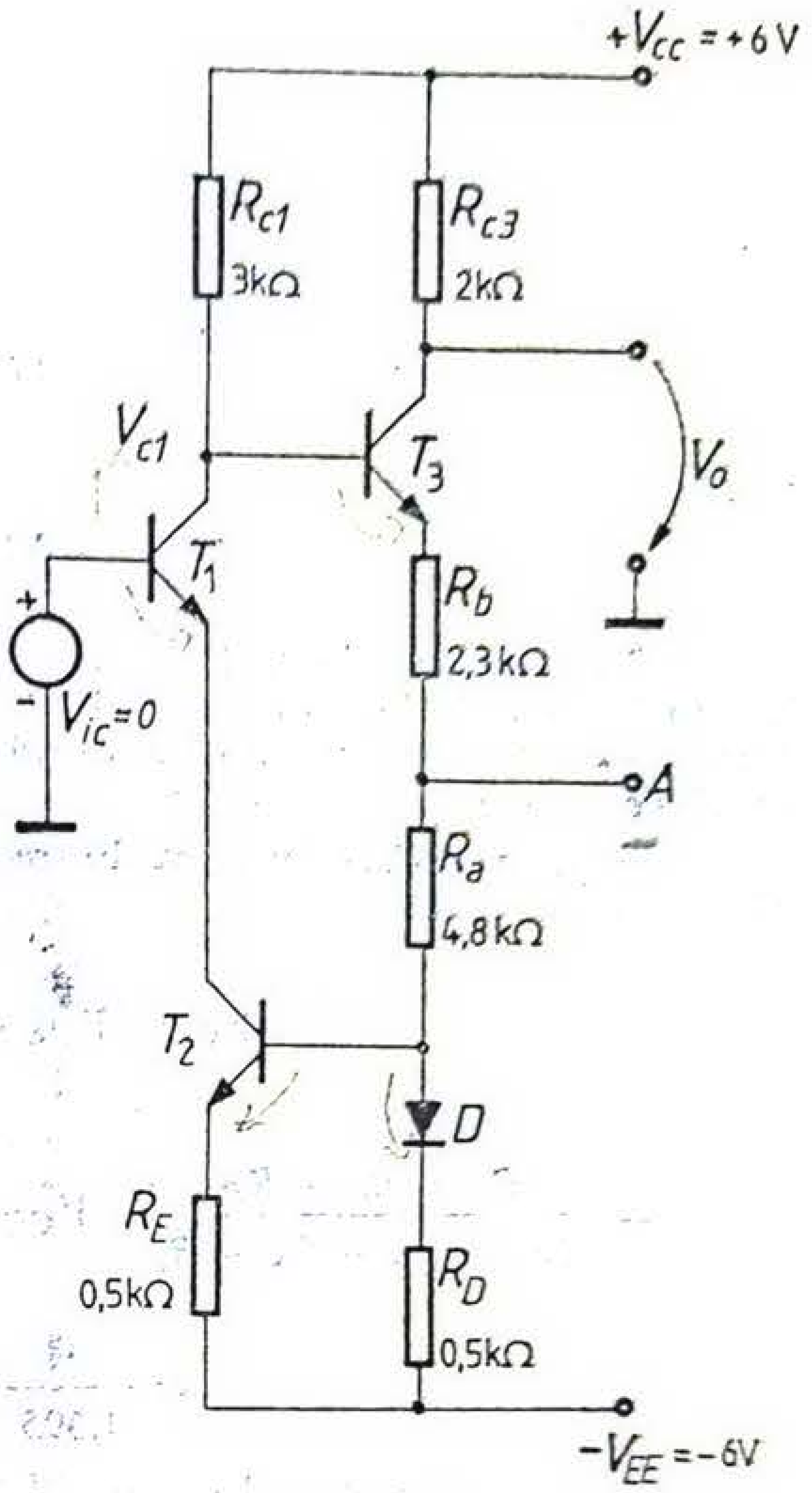



Fig. 1.17.

Deci dacă $V_{CC}$ variază cu $\Delta V_{CC}$, variația tensiunii de ieșire este $\Delta V_o = \frac{3}{4} \Delta V_{CC}$; pentru $\Delta V_{CC} = 10\%$ $V_{CC}$ se obține $\Delta V_o = 7{,}5\%$ $\Delta V_{CC}$. Rezultă că variația tensiunii de ieșire este mai mică decît variația sursei de alimentare ca urmare a reacției negative existente în schemă.

**1.9.** Să se repete problema 1.8 pentru semicircuitul de mod comun din figura 1.16.

*Soluție.* Procedînd la fel ca în problema precedentă rezultă $I_D = \frac{10 + 10 - 2 \cdot 0{,}7}{6 + 3{,}3 + 9 + 0{,}3} = 1$ mA și $V_o = 10 - 9{,}3 \cdot 1 - 0{,}7 = 0$ V.

**1.10.** Se consideră semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun al unui amplificator diferențial de curent continuu prezentat în figura 1.17. Dacă tensiunea de alimentare $+V_{CC}$ variază cu 10%, cu cît va varia tensiunea $V_{C1}$ față de masă dacă:

a. punctul $A$ este conectat la masă;

b. punctul $A$ nu este conectat.

Tranzistoarele schemei se consideră identice, iar dioda $D$ este un tranzistor conectat ca diodă. Se va admite $V_{BE} = 0{,}7$ V.

*Soluție.* Dacă punctul $A$ este conectat la masă, nu există reacție negativă pe modul comun, cu excepția rezistenței $R_b$ din emitorul lui $T_3$. În aceste condiții

$$V_{C1} = V_{CC} - I_{C1} \cdot R_{C1}.$$

Deoarece tranzistoarele sînt identice, în conformitate cu explicațiile din problema 1.8,

$$I_{C1} = I_{C3} = I_D.$$

Însă

$$I_D = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_a + R_D}.$$

deci

$$V_{C1} = V_{CC} - \frac{R_{C1}}{R_a + R_D}(V_{EE} - V_{BE}) = V_{CC} - 0{,}567\ V_{EE} - 0{,}567\ V_{BE} = 3\ \text{V},$$

și deci

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{CC} - 0{,}567\ \Delta V_{EE} - 0{,}567\ \Delta V_{BE}.$$

Prin urmare, dacă $V_{CC}$ variază cu 10%, atunci și $V_{C1}$ va varia tot cu 10%, deci sensibilitatea tensiunii $V_{C1}$ față de variația sursei de alimentare $V_{CC}$ este 1. Variația sursei de alimentare $V_{EE}$ este atenuată însă datorită pierderilor în rezistențe. Astfel, dacă $V_{EE}$ variază cu 10%, tensiunea $V_{C1}$ va varia cu −5,67%.

Dacă se desface legătura dintre punctul $A$ și masă, configurația are o reacție negativă. Se obține în acest caz

$$V_{C1} = V_{CC} - \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_D}{R_{C1} + R_b + R_a + R_D} \cdot R_{C1} =$$

$$= \frac{R_b + R_a + R_D}{R_{C1} + R_b + R_a + R_D} \cdot V_{CC} - \frac{V_{EE}R_{C1}}{R_{C1} + R_b + R_a + R_D} - \frac{2V_DR_{C1}}{R_{C1} + R_b + R_a + R_D} =$$

$$= \frac{1}{1{,}395} V_{CC} - \frac{0{,}395}{1{,}395} V_{EE} - \frac{0{,}79}{1{,}395} V_D.$$

Se observă că existența reacției negative a redus sensibilitatea tensiunii de ieșire la variația tensiunilor de alimentare. Într-adevăr,

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{1{,}395} \Delta V_{CC} - \frac{0{,}395}{1{,}395} \Delta V_{EE} - \frac{0{,}79}{1{,}395} \Delta V_D.$$

Din teoria reacției se știe că

$$A = \frac{a}{1 + T}, \tag{1.32}$$

unde $T$ este cîștigul buclei. Deci, în exemplul de față, $T = 1{,}395 - 1 = 0{,}395$.

Calculul cîștigului $T$ al buclei se poate face și aplicînd teoria reacției, dar este mai laborios.

**1.11.** În figura 1.18 se arată etajele de intrare ale unor amplificatoare de curent continuu. Schema are o reacție negativă pe modul comun, destinată reducerii modificărilor punctelor de funcționare datorate variațiilor tensiunilor de alimentare.

Să se calculeze variația tensiunii de ieșire $V_o$, dintre colectorul tranzistorului $T_{3a}$ și masă, datorată variațiilor surselor de alimentare. Cît este cîștigul buclei?

*Soluție.* Semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun este indicat în figura 1.19. În continuare problema se reduce la problema precedentă cu observația că, așa cum rezultă din figura 1.18, $I_{C1a} = I_{C3a}/2$.

Se obține imediat

$$V_o = V_{CC} - I_{C3a} \cdot 8 = V_{CC} - \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_D}{12/2 + 35{,}4 + 3} \cdot 8,$$

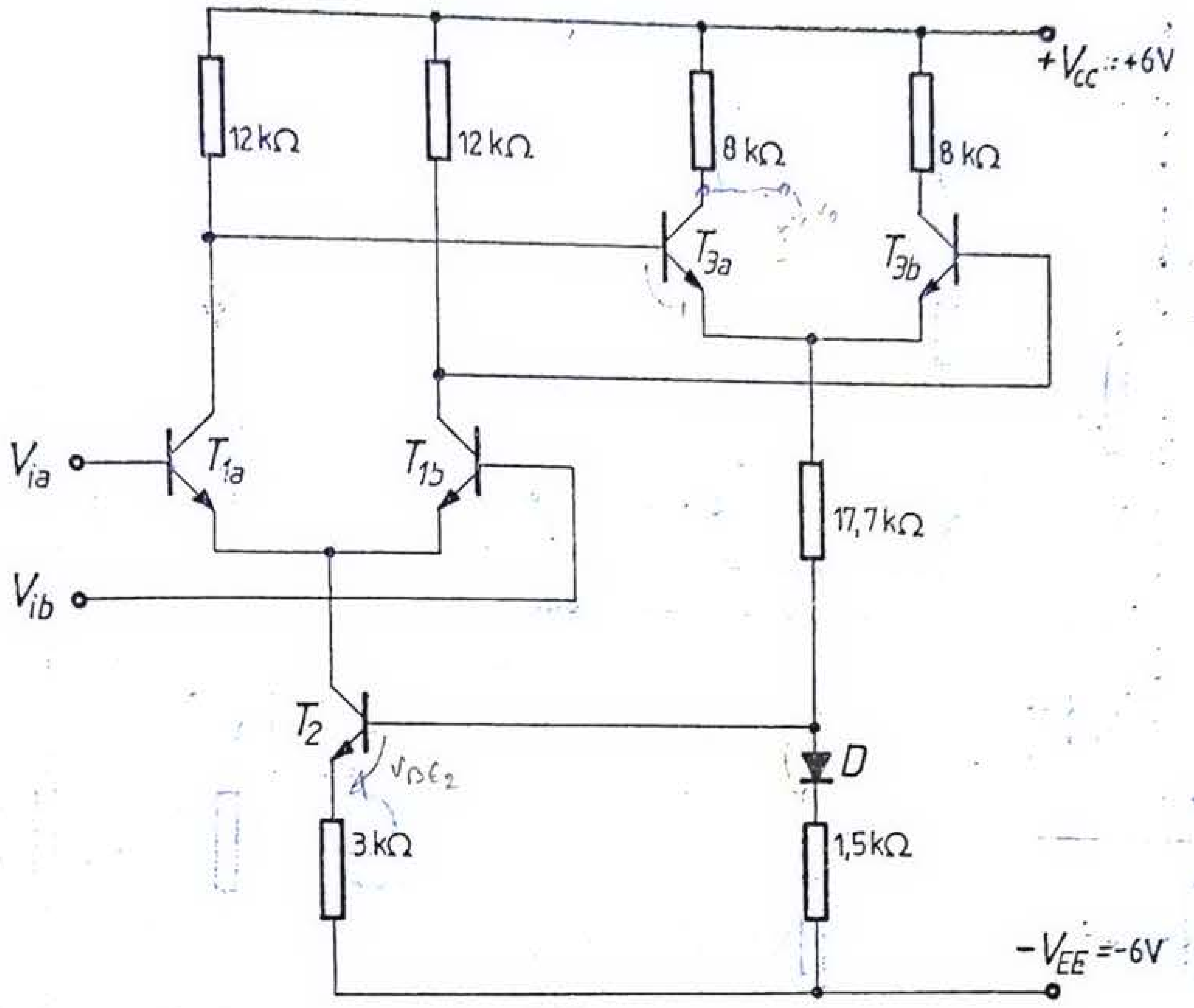



Fig. 1.18.

sau

$$V_o = \frac{26,4}{44,4} V_{CC} - \frac{8}{44,4} V_{EE} + \frac{16}{44,4} V_D = 0,59\ V_{CC} - 0,18\ V_{EE} + 0,36\ V_D.$$

Înlocuind $V_{CC} = V_{EE} = 6$ V se găsește $V_o = 3,6$ V.

Diferențiind relația precedentă, se obține

$$\Delta V_o = 0,59\ \Delta V_{CC} - 0,18\ \Delta V_{EE};$$

deci dacă variază numai $V_{CC}$, atunci $\Delta V_o = 0,59 \Delta V_{CC}$, dacă variază numai $V_{EE}$, atunci $\Delta V_o = -0,18\ \Delta V_{EE}$, iar dacă variază ambele surse la fel deoarece $V_{CC} = V_{EE} = V$ și $\Delta V_{CC} = \Delta V_{EE} = \Delta V$, rezultă $\Delta V_o = +0,41\ \Delta V$.

După cum reiese din relația (1.32), calculul cîștigului buclei se face observînd că desensibilizarea variației tensiunii de ieșire la variațiile sursei de alimentare este chiar $1/(1 + T)$. Deci, față de variațiile sursei pozitive, $\frac{1}{1+T} = 0,59$, rezultînd $T = 0,69$, valoare care se poate obține și prin aplicarea teoriei reacției, necesitînd însă un calcul mai laborios.

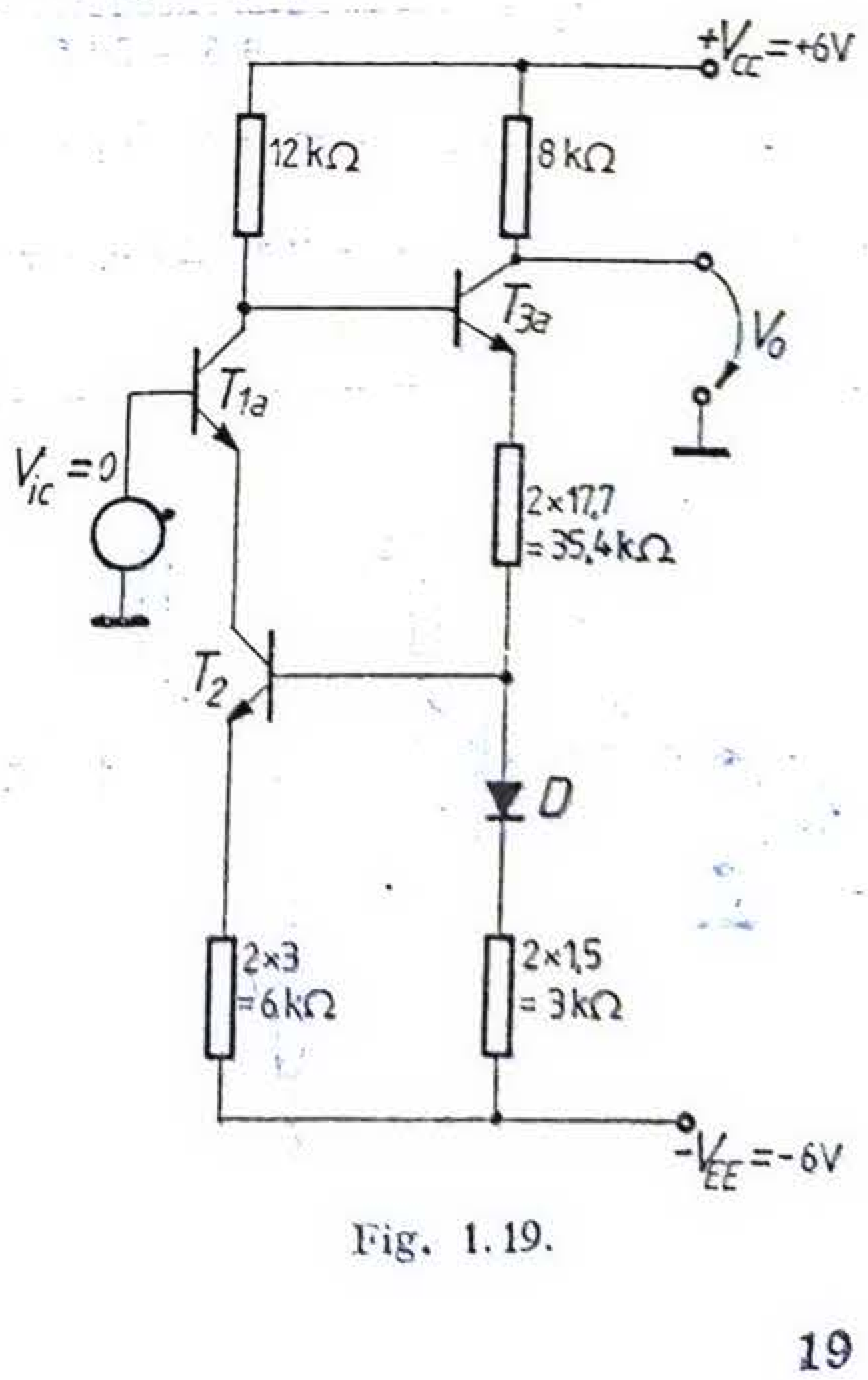



Fig. 1.19.

## 1.12. Să se repete problema 1.11 pentru circuitul din figura 1.20a.

*Soluție.* Se va utiliza semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun reprezentat în figura 1.20 b.

În continuare rezolvarea se face similar cazului precedent, cu observația că, deoarece rezistențele din colectoarele tranzistoarelor $T_{2a}$ și $T_{2b}$ sînt egale, tensiunile de mod comun din cele două colectoare vor fi de asemenea egale și deci e suficient să se calculeze tensiunea pe colectorul tranzistorului $T_{2a}$.

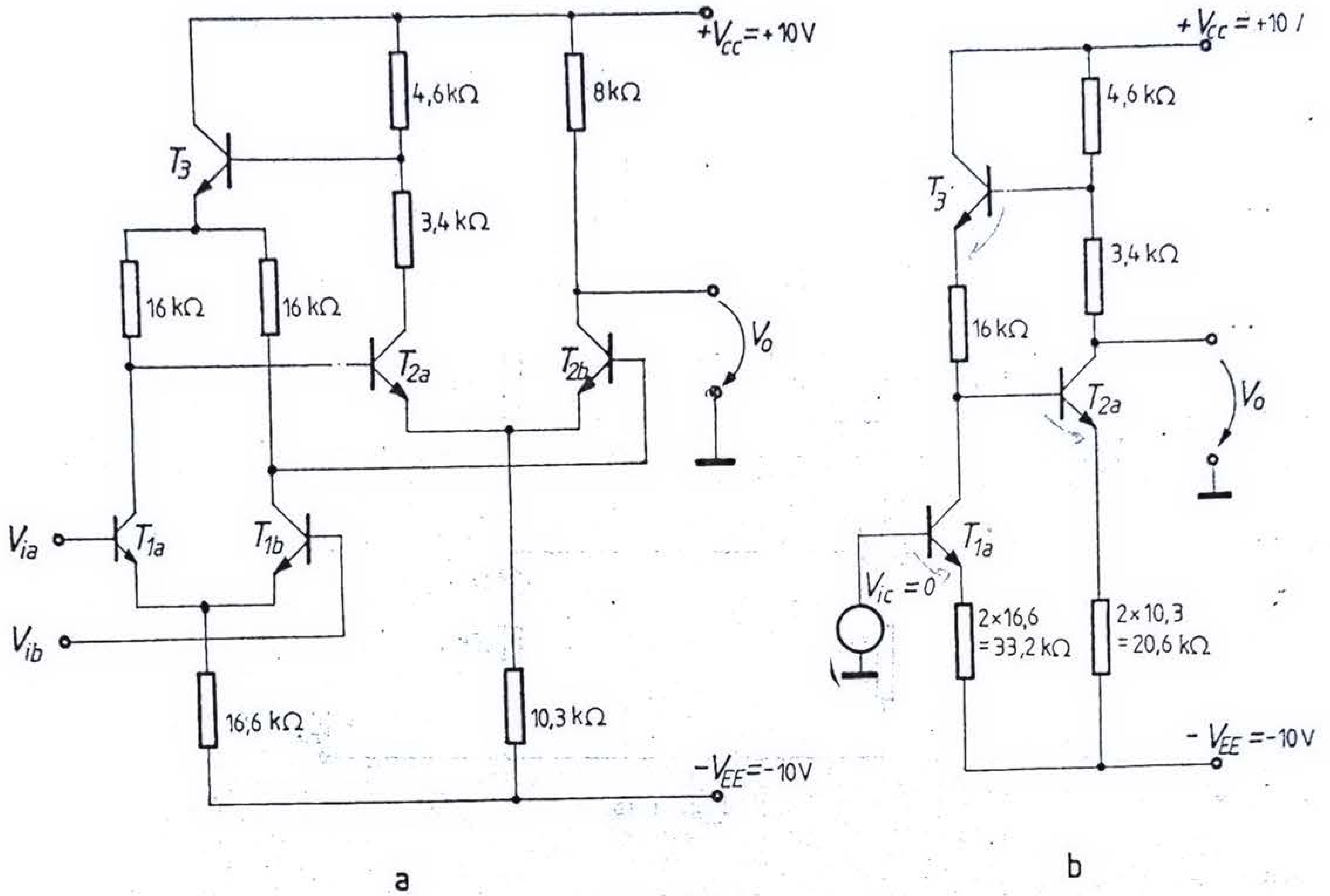



Fig. 1.20.

Se obține:

$$I_{C_1} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{33,2},$$

$$I_{C_2} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2V_{BE} - 16I_{C_1}}{4,6 + 20,6} = \frac{1}{25,2}(V_{CC} + 0,52V_{EE} - 1,52V_{BE}),$$

$$V_o = V_{CC} - 8 \cdot I_{C_2} = 0,68V_{CC} - 0,17V_{EE} + 0,49\, V_{BE} \cong 5,45 \text{ V},$$

deci $\Delta V_o = 0,68\, \Delta V_{CC} - 0,17\, \Delta V_E$, iar pentru variații $\Delta V_{CC}$, $\frac{1}{1+T} = 0,68$ rezultînd $T \cong 0,47$.

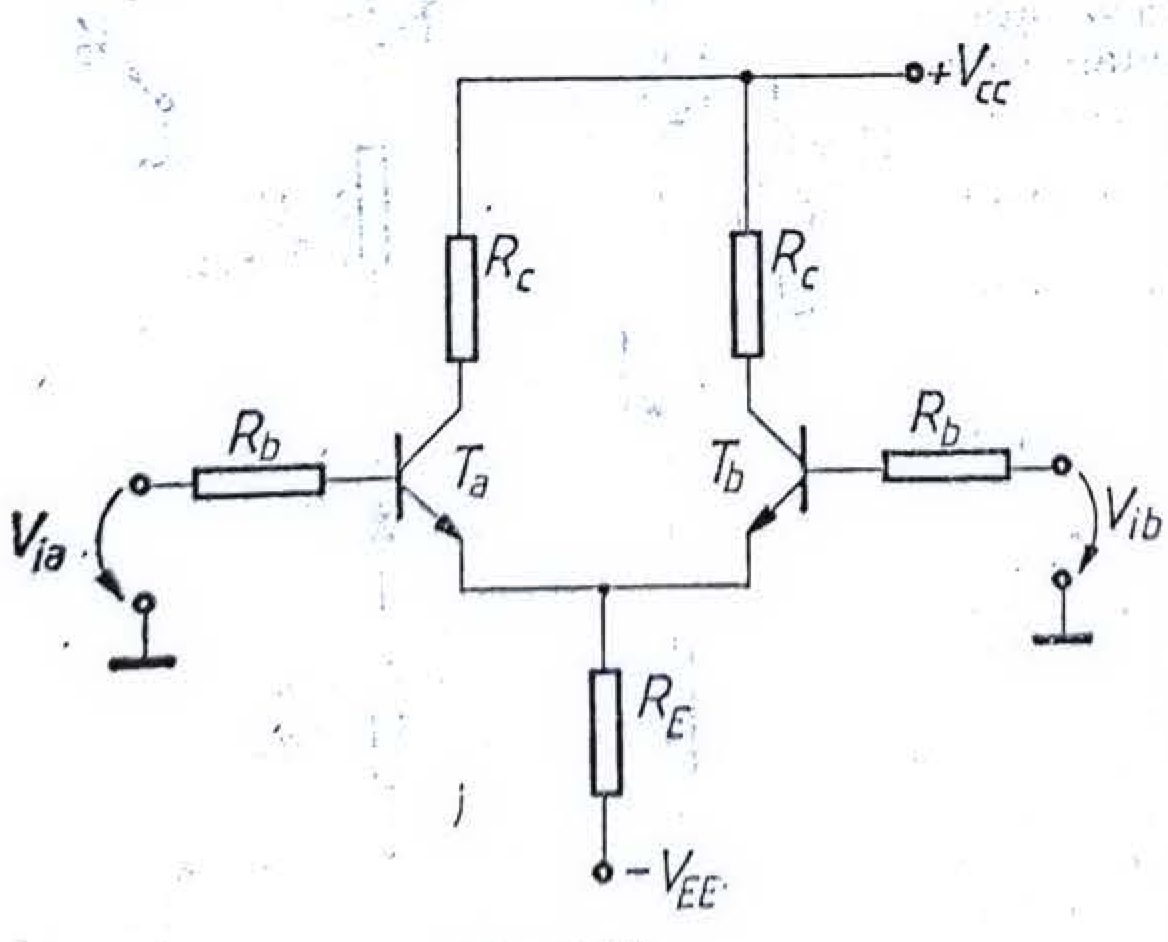



Fig. 1.21.

**1.13.** Să se calculeze rezistența de intrare de mod diferențial și rezistența de intrare de mod comun pentru amplificatorul diferențial din figura 1.21. Prin rezistență de intrare de mod diferențial se înțelege raportul dintre tensiunea de intrare aplicată între cele două baze și curentul de intrare corespunzător cînd semnalul de intrare este pur diferențial.

Rezistența de intrare de mod comun este raportul dintre tensiunea de intrare de mod comun și curentul

corespunzător într-o singură bornă de intrare, în situația în care amplificatorul este excitat cu o tensiune de intrare de mod comun pur.

*Soluție.* Pentru calculul rezistenței de intrare de mod diferențial se utilizează semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur, prezentat în figura 1.4 a.
Se observă imediat că

$$\frac{V_{id}}{I_{id}}=\frac{\dfrac{V_{ia}-V_{ib}}{2}}{I_{id}}=R_b+r_\pi,$$

deci rezistența de intrare de mod diferențial va fi

$$R_{id}=\frac{V_{ia}-V_{ib}}{I_{id}}=2(R_b+r_\pi). \qquad (1.33)$$

Calculul rezistenței de intrare de mod comun se face utilizînd semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun pur, prezentat în figura 1.4, b.
Se obține

$$R_{ic}=\frac{V_{ic}}{I_{ic}}=R_b+r_\pi+2R_E(\beta_0+1). \qquad (1.34)$$

**1.14.** Să se determine rezistența de intrare în circuitul din figura 1.22 admițînd tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ identice.

*Soluție.* Prin inspecția schemei din figura 1.22 se obține

$$R_i=\frac{V_i}{I_i}=r_{x1}+r_{\pi 1}+(\beta_1+1)(R_e+R_E),$$

unde $R_E$ este rezistența echivalentă din emitorul tranzistorului $T_1$; deci

$$R_E=R_e+\frac{r_{x2}+r_{\pi 2}+R_b}{\beta_2+1}.$$

Ținînd seama că tranzistoarele sînt identice, adică $r_{x1}=r_{x2}$, $r_{\pi 1}=r_{\pi 2}$, $\beta_1=\beta_2$, rezultă

$$R_i\cong 2(r_x+r_\pi+\beta R_e)+R_b,$$

deci rezistența de intrare în tranzistorul $T_1$ depinde de valoarea rezistenței $R_b$ prin care baza tranzistorului $T_2$ este legat la masă.

**1.15.** În figura 1.23 se indică schema etajului de intrare într-un amplificator operațional.

a. Pentru $R_1=1\ \text{k}\Omega$, ce intensități au curenții statici prin tranzistoarele schemei? Tranzistoarele se consideră perfect identice, cu $\beta_0=100$.

b. Dacă se scurtcircuitează rezistența $R_1$ cum se modifică acești curenți? Se admite $kT/q=26$ mV.

c. Pentru $R_1=0$ să se calculeze amplificarea de mod diferențial și rezistența de intrare de mod diferențial, știind că în punctul static de funcționare $r_o|_{T_2}=20\ \text{k}\Omega$.

d. Pentru $R_1=0$ să se determine rezistența de intrare de mod comun și amplificarea în tensiune de mod comun. Se va admite $r_\mu=\infty$. Se consideră $V_{BE}=0{,}65$ V.

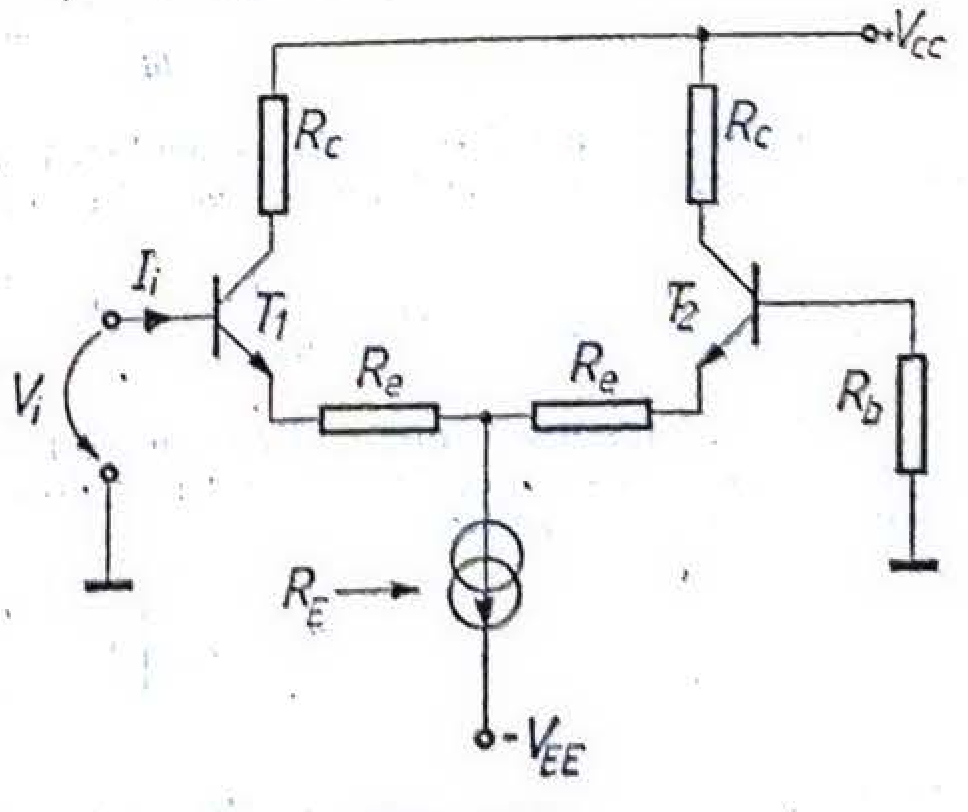


Fig. 1.22.

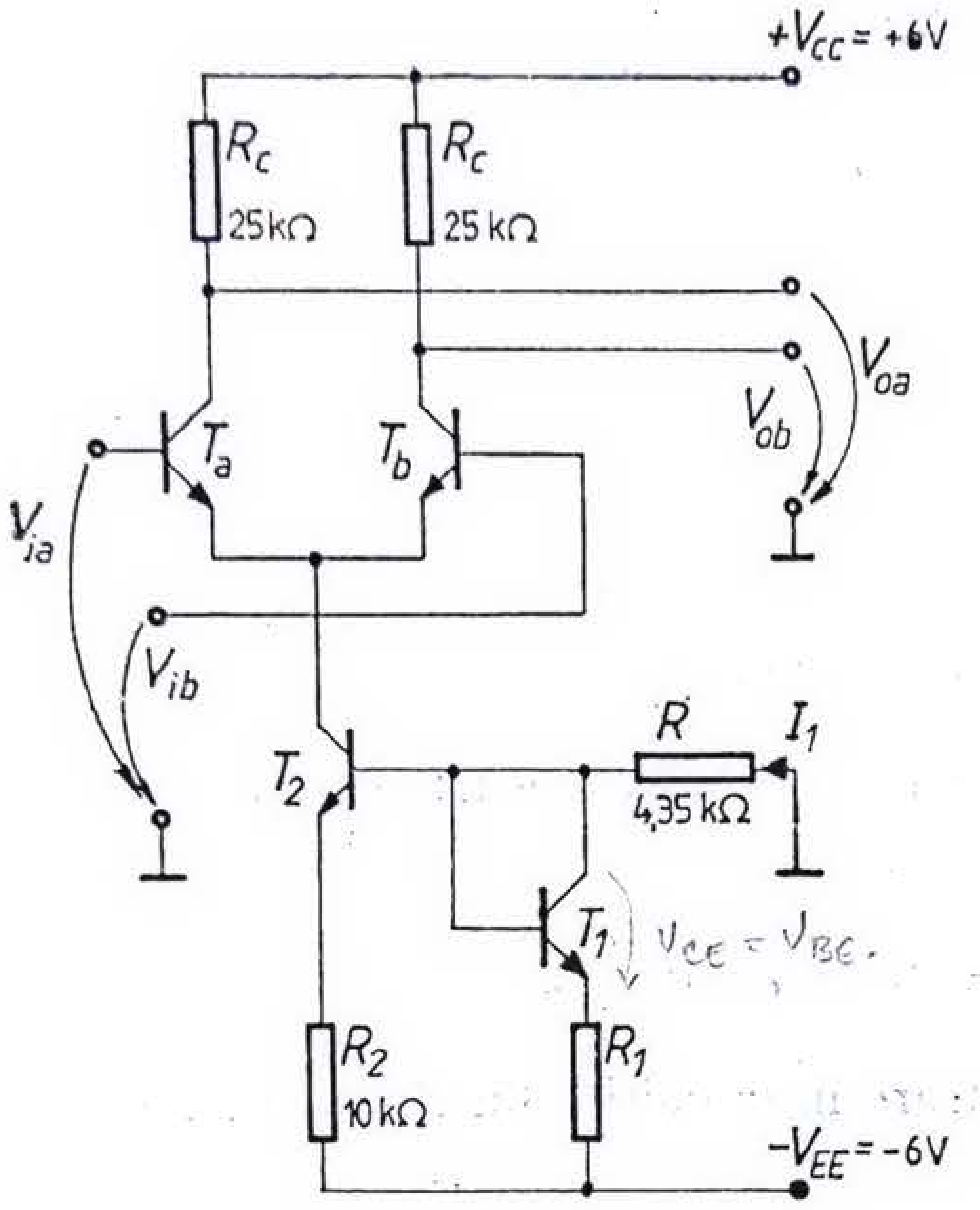



Fig. 1.23.

*Soluţie.* Schema utilizează o sursă de curent constant de tipul celei prezentate în figura 1.12a. Pentru $R_1 = 1$ kΩ,

$$I_1 = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R + R_1} = \frac{6 - 0{,}65}{5{,}35} = 1 \text{ mA}.$$

Deoarece se poate considera $I_1 R_1 \cong I_2 R_2$, se obţine $I_2 = I_1 \frac{R_1}{R_2} = 1 \cdot \frac{1}{10} = 0{,}1$ mA.

Schema fiind perfect simetrică, rezultă că acest curent se împarte egal prin tranzistoarele $T_a$ şi $T_b$, deci curenţii de colector ai acestor tranzistoare devin: $I_{Ca} = I_{Cb} = 0{,}05\,\text{mA} = 50\,\mu\text{A}$.

Dacă $R_1 = 0$, valoarea curentului $I_1$ se modifică, devenind

$$I_1 = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R} = \frac{5{,}35}{4{,}35} = 1{,}23 \text{ mA}.$$

Ţinînd seama de relaţia (1.22), se obţine ecuaţia transcendentă

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{R_2 I_1} \ln \frac{I_1}{I_2},$$

a cărei rezolvare conduce la $\frac{I_2}{I_1} = 0{,}009708$ şi deci $I_2 = 12\ \mu$A.

Rezultă

$$I_{Ca} = I_{Cb} = 6\ \mu\text{A}.$$

Parametrii circuitului echivalent al tranzistoarelor $T_a$ şi $T_b$, conform relaţiilor (1.15) şi (1.18) sînt:

$$g_m = \frac{I_{Ca} \cdot q}{kT} = 0{,}24 \text{ mA/V},$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{0{,}24} = 417 \text{ k}\Omega,$$

$$r_o = r_o|_{T_2} \times 2 = 20 \cdot 2 = 40 \text{ k}\Omega.$$

Rezistenţa de intrare pe modul diferenţial este, după cum rezultă din relaţia (1.33):

$$R_{id} = \frac{V_{ia} - V_{ib}}{I_{id}} \cong 2r_\pi = 2 \cdot 417 = 834 \text{ k}\Omega.$$

Amplificarea diferenţială se calculează cu uşurinţă ţinînd seama că pe mod diferenţial emitoarele tranzistoarelor $T_a$ şi $T_b$ sînt legate la masă, deci, după cum rezultă şi din relaţia (1.9),

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\beta \cdot \frac{R_c \| r_o}{r_\pi} = |-100 \cdot \frac{15{,}4}{417} = -3{,}7.$$

Pentru analiza comportării pe modul comun este necesară cunoaşterea valorii rezistenţei dinamice $R_o$ a sursei de curent constant realizată cu $T_2$ şi $T_1$. Utilizînd relaţia (1.27) şi făcînd neglijările corespunzătoare, rezultă:

$$R_o = r_{o2}\left(1 + \frac{\beta R_2}{r_{\pi 2}}\right) = r_{o2}(1 + g_{m2} R_2),$$

unde $g_{m2} = \frac{I_{c2} q}{kT} = 0{,}48$ mA/V. Prin urmare $R_o = 20(1 + 0{,}48 \cdot 10) = 116$ kΩ.

În conformitate cu relația (1.34), rezistența de intrare pe modul comun este $R_{ic} = r_\pi + \beta_0 \cdot 2R_E = 417 + 232 \times \times 100 = 23{,}6\ M\Omega$, valoare corespunzătoare ipotezei simplificatoare $r_\mu = \infty$.

Amplificarea pe modul comun se calculează utilizînd relația (1.10), obținîndu-se

$$A_{cc} = -\frac{\beta R_C}{r_\pi + (\beta + 1) \cdot 2R_E} \cong -10^{-1}.$$

**1.16.** În figura 1.24 se indică schema unui etaj de intrare într-un amplificator operațional, utilizînd tranzistoare în configurație Darlington. Pentru toate tranzistoarele schemei se consideră $\beta = 100$, $r_x = 100\ \Omega$, $r_o = r_\mu = \infty$.

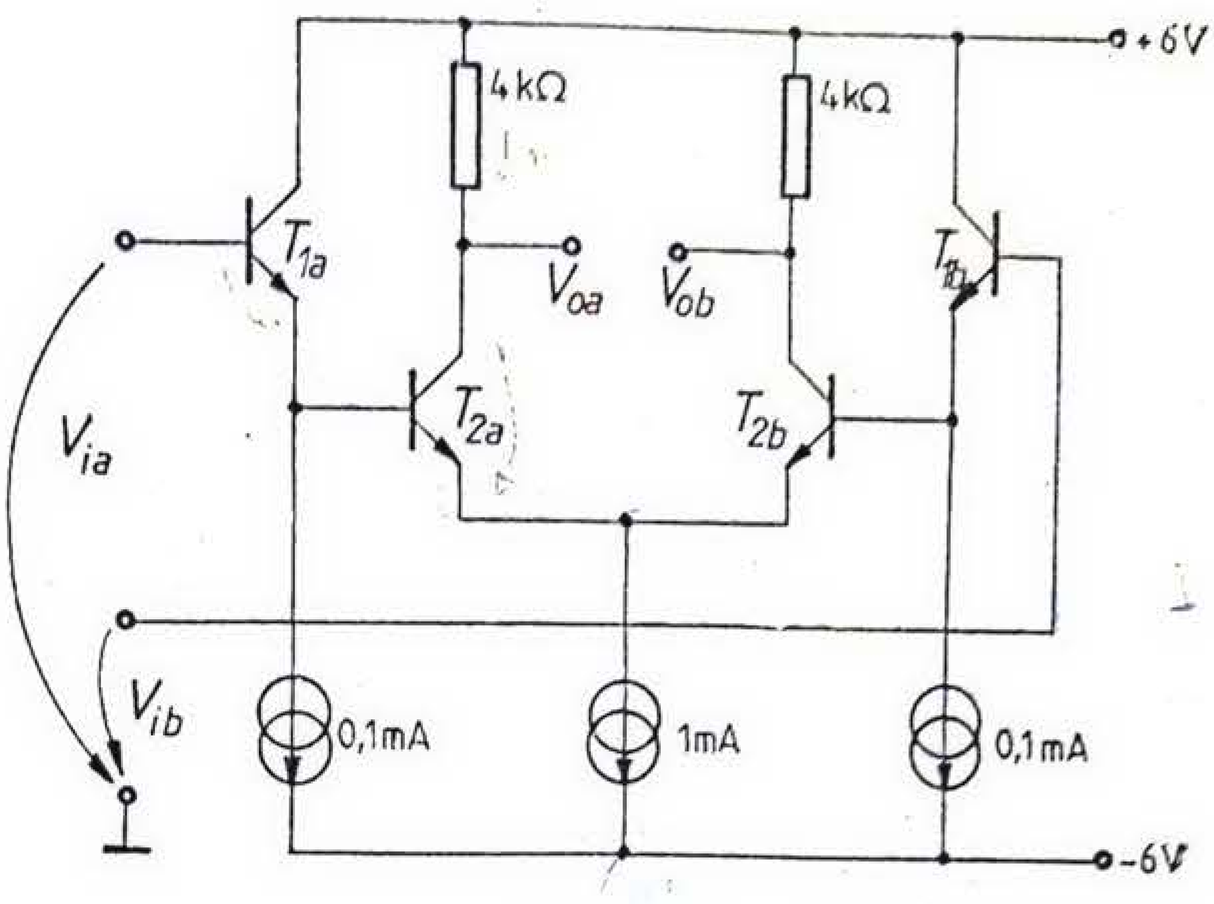


Fig. 1.24.

a. Să se determine punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor considerînd intrările legate la masă în repaus și $V_{BE} = 0{,}65$ V.

b. Care este valoarea rezistenței de intrare diferențiale?

c. Cît este amplificarea în tensiune și amplificarea în curent corespunzătoare funcționării pe modul diferențial?

*Soluție.* Prin efectuarea unor calcule elementare se obțin rezultatele sintetizate în tabelul 1.1.

*Tabelul 1.1*

| Tranzistorul | $I_C$ [mA] | $V_{CE}$ [V] | $g_m = \frac{qI_C}{kT}$ [mA/V] | $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$ [kΩ] |
|---|---|---|---|---|
| $T_1$ | 0,1 | 6,65 | 4 | 25 |
| $T_2$ | 0,5 | 5,3 | 20 | 5 |

Rezistența de intrare diferențială, în conformitate cu definiția dată în problema 1.13 va fi

$$R_{id} = \frac{V_{ia} - V_{ib}}{I_{id}} = 2[r_{x1} + r_{\pi 1} + \beta_1(r_{x2} + r_{\pi 2})] = 2[0,1 + 25 + 100(0,1 + 5)] =$$

$$= 1\,060{,}4\ k\Omega = 1{,}1\ M\Omega.$$

Ținînd seama că, pentru funcționarea pe mod diferențial emitoarele comune ale tranzistoarelor $T_2$ sînt legate la masă, amplificarea de tensiune diferențială este

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\beta^2 \cdot \frac{R_C}{r_{x1} + r_{\pi 1} + \beta_1(r_{x2} + r_{\pi 2})} = -74{,}7.$$

Amplificarea în curent este

$$A_i = \frac{I_{od}}{I_{id}} = \beta^2 = 10\,000.$$

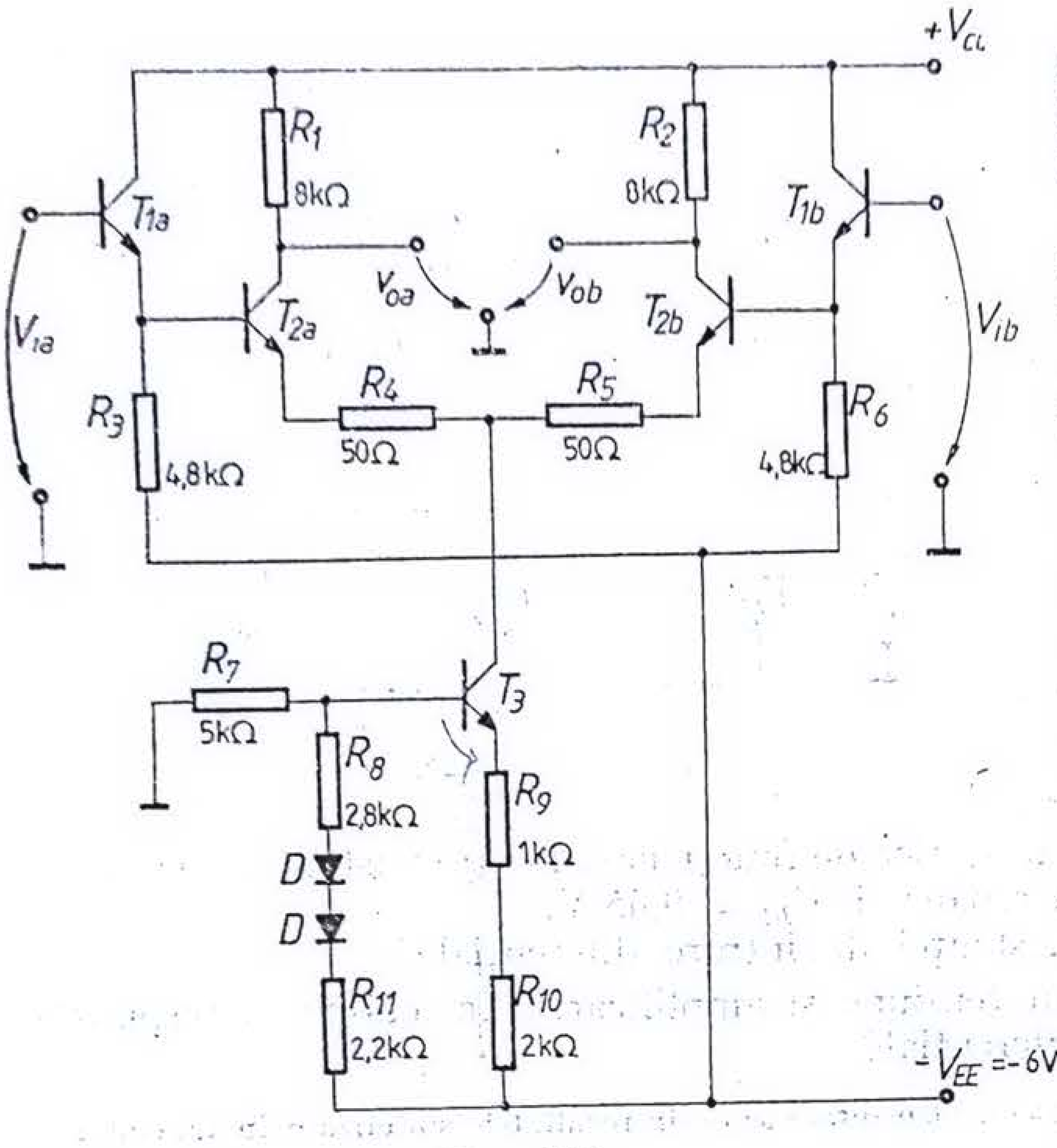



Fig. 1.25.

**1.17.** Se consideră schema amplificatorului diferențial integrat CA 3000 (RCA) din figura 1.25.

a. Să se determine tensiunea $V_{CC}$ necesară pentru ca în repaus, admițînd $V_{ia} = V_{ib} = 0$, tensiunile față de masă pe colectoarele tranzistoarelor $T_{2a}$ și $T_{2b}$ să fie zero. Se consideră $V_{BE} = 0{,}7$ V.

b. Pentru $V_{CC}$ avînd valoarea de la punctul a, să se calculeze punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor.

c. Să se calculeze puterea totală disipată de circuitul integrat considerat în repaus.

d. Cît este amplificarea în tensiune pentru o funcționare pe modul diferențial pur? Dar rezistența de intrare diferențială? Care este valoarea amplificării în tensiune $V_{ob}/(V_{ia} - V_{ib})$, dacă ieșirea se ia asimetric, între colector și masă?

Se vor considera tranzistoarele identice, cu $\beta_o = 300$ și $r_o = 20$ kΩ, $r_\mu = 200$ kΩ, la un curent de colector de 1 mA.

e. Să se determine excursia pozitivă și negativă maximă posibilă a tensiunii $V_{oa}$ sau $V_{ob}$ față de masă.

f. Să se calculeze amplificarea în tensiune pe modul comun. Cît este factorul de discriminare?

*Soluție.* Neglijînd curentul de bază al tranzistorului $T_3$, rezultă

$$I_7 = I_8 = \frac{V_{EE} - 2V_D}{R_7 + R_8 + R_{11}} = 0{,}46 \text{ mA}.$$

Curentul de emitor al tranzistorului $T_3$ va fi

$$I_{E3} = I_{C3} = \frac{I_7(R_8 + R_{11}) + V_D}{R_9 + R_{10}} = \frac{0{,}45 \cdot 5 + 0{,}7}{3} = 1 \text{ mA}$$

și ținînd seama de simetria schemei rezultă

$$I_{C2a} = I_{C2b} = \frac{I_{C3}}{2} = 0{,}5 \text{ mA}.$$

Din condiția ca $V_{oa} = V_{ob} = 0$V, impusă, se obține $V_{oa} = V_{CC} - R_1 I_{C2a} = 0$, rezultînd $V_{CC} = R_1 I_{C2a} = 4$V.

Deoarece în repaus $V_{ia} = V_{ib} = 0$, se poate scrie

$$I_{C1a} = I_{C1b} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_3} = \frac{5{,}3}{4{,}8} = 1{,}1 \text{ mA}.$$

Se pot calcula în continuare tensiunile colector-emitor ale tranzistoarelor. Astfel

$$V_{CE1a} = V_{CE1b} = V_{CC} + V_{EE} - R_3 \cdot I_{C1a} = 10 - 5{,}3 = 4{,}7 \text{ V},$$

$$V_{CE2a} = V_{CE2b} = V_{oa} - V_E|_{T_2} = 1{,}4 \text{ V},$$

unde $V_E|_{T_2}$ reprezintă tensiunea pe emitorul tranzistorului $T_{2a}$ față de masă,

$$V_{CE3} = V_E|_{T_2} - V_E|_{T_3} = V_E|_{T_2} - [V_{EE} - (R_9 + R_{10})\, I_{C3}] = -1{,}4 + (6 - 3 \cdot 1) = 1{,}6 \text{ V}.$$

În tabelul 1.2 se sintetizează rezultatele obținute precizîndu-se și valorile parametrilor circuitelor echivalente naturale ale tranzistoarelor.

*Tabelul 1.2*

| Tranzistorul | $I_C$ [mA] | $V_{CC}$ [V] | $g_m = \frac{q}{kT} \cdot I_C$ [mA/V] | $r_m = \frac{\beta}{g_m}$ [kΩ] | $r_o$: $\frac{r_{o'}}{r_{o''}} = \frac{I_{C''}}{I_{C'}}$ [kΩ] |
|---|---|---|---|---|---|
| $T_1$ | 1,1 | 4,7 | 44 | 6,8 | 20/1,1 = 18 |
| $T_2$ | 0,5 | 1,4 | 20 | 15 | 20/0,5 = 40 |
| $T_3$ | | 1,6 | 40 | 7,5 | 20 |

Puterea totală disipată în repaus este egală cu puterea absorbită de la sursa de alimentare după cum rezultă din bilanțul energetic. Se obține

$$P_{disip} = P_{absorbită} = V_{CC}(2I_{C_1} + 2I_{C_2}) + V_{EE}(2I_{C_1} + I_{C_3} + I_8) =$$

$$= 4(2 \cdot 1{,}1 + 2 \cdot 0{,}5) + 6(2 \cdot 1{,}1 + 1 + 0{,}46) = 34{,}76 \text{ mW}.$$

În cazul funcționării pe modul diferențial se utilizează semicircuitul echivalent, valabil pentru funcționarea diferențială, prezentat în figura 1.26, *a*.

Etajul de intrare este un repetor, deci poate fi echivalent printr-un circuit de tip Thevenin avînd un generator de tensiune $V_s = A \cdot V_{id} \cong V_{id}$ și o rezistență internă $R_s = (r_{\pi 1}/\beta) \| R_3 = 23\ \Omega$. Se obține circuitul mai simplu din figura 1.26, b.

Amplificarea în tensiune diferențială pentru circuitul din figura 1.26, b este

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\frac{\beta R_l}{R_s + r_{\pi 2} + (\beta + 1)\, R_4},$$

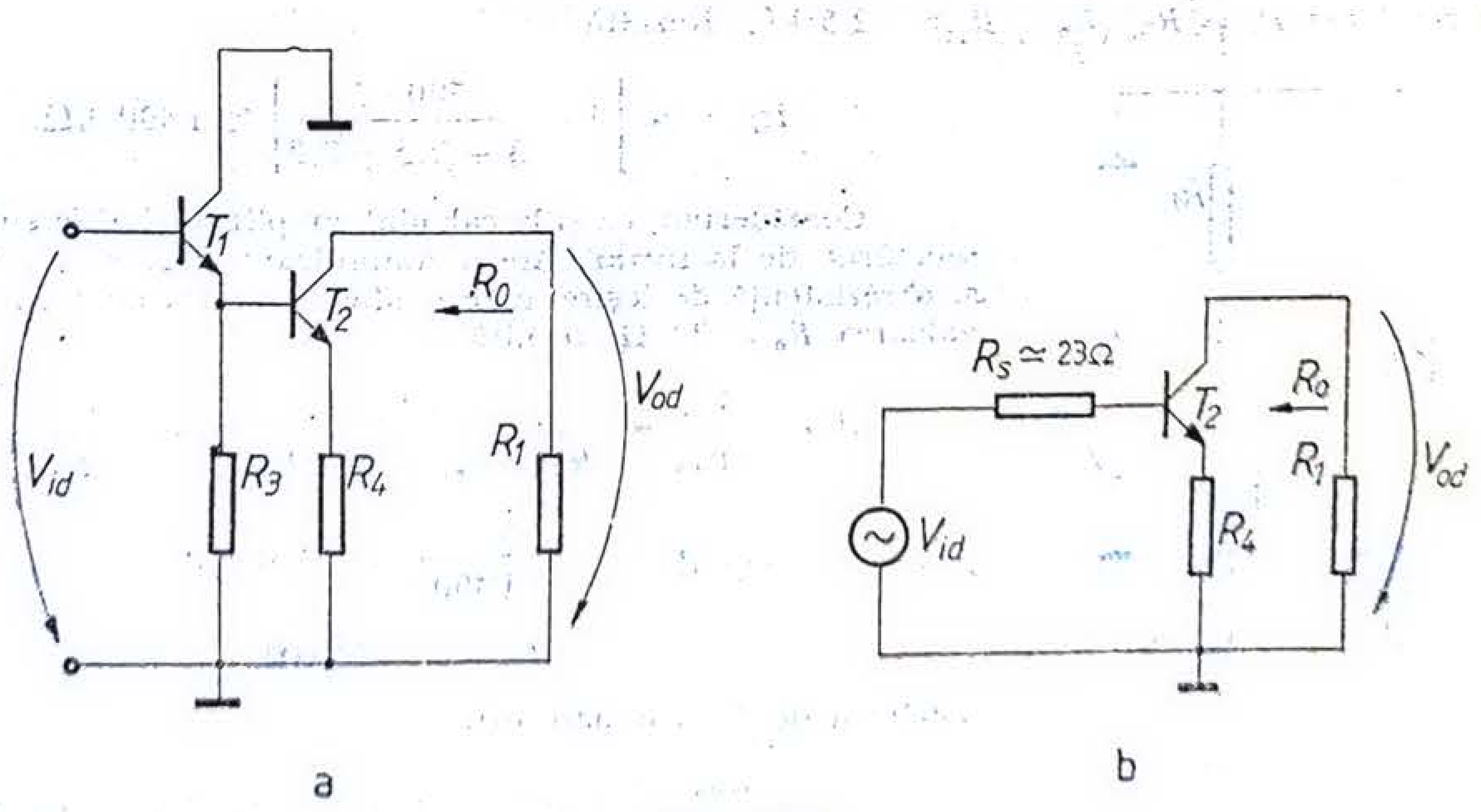



Fig. 1.26.

unde $R_l = R_1 \| R_o$, $R_o$ fiind rezistența de ieșire a etajului. $R_o$ este mărită față de $r_{o2}$ din cauza rezistenței $R_4$. Se poate calcula utilizînd relația (1.25), cu modificările de notații corespunzătoare. Se obține

$$R_o = r_{o2}\left(1 + \frac{\beta R_4}{R_4 + r_{\pi 2} + R_s}\right) = 40\left(1 + \frac{300 \cdot 0,05}{0,05 + 0,02 + 15}\right) = 80 \ \text{k}\Omega.$$

Se poate deci considera $R_l = R_1 \| R_o = 8 \ \text{k}\Omega$.

Rezultă $A_{dd} = -300 \cdot \dfrac{8}{15 + 15} = -80$, $|A_{dd}| = 38$ dB.

Dacă semnalul de ieșire se ia între colectorul tranzistorului $T_{2b}$ și masă amplificarea se va înjumătăți ca modul deoarece:

$$A_{ds} = \frac{V_{ob}}{V_{ia} - V_{ib}} = \frac{-V_{od}}{2\dfrac{V_{ia} - V_{ib}}{2}} = \frac{-1}{2} \cdot A_{dd} = 40.$$

Rezistența de intrare pe modul diferențial, definită ca rezistența văzută între cele două bazei după cum s-a arătat în problema 1.13, este

$$R_i = 2\{r_{\pi 1} + (\beta + 1)\,[R_3 \| (r_{\pi 2} + \beta R_4)]\} =$$

$$= 2\{6,8 + 300[4,8 \| (15 + 300 \cdot 0,05)]\} = 2,48 \ \text{M}\Omega.$$

Revenind la schema din figura 1.25, se observă că datorită valorii mari obținute pentru $R_i$ trebuie să se țină seama și de rezistențele $r_\mu$ ale tranzistoarelor $T_1$, rezistențe care șuntează intrarea. Deci rezistența de intrare diferențială propriu-zisă este

$$R_i' = 2,48 \,\|\, (2 \cdot r_\mu) = 2,48 \,\|\, 0,4 = 0,34 \ \text{M}\Omega = 340 \ \text{k}\Omega.$$

Excursia pozitivă maximă a tensiunii $V_{oa}$ corespunzătoare blocării tranzistorului $T_{2a}$ va fi $V_+ = V_{CC} - V_{oa} = 4$ V.

Excursia maximă negativă, corespunzătoare saturării tranzistoarelor $T_2$ va fi $V_- = V_{CE}|_{T_2} = 1,4$ V.

Pentru calculul amplificării pe modul comun se utilizează semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod comun pur prezentat în figura 1.27, unde $R_E$ este rezistența de ieșire a sursei de curent constant realizată cu $T_3$.

Rezistența $R_E$ se poate calcula tot cu relația (1.25), obținîndu-se, prin neglijarea rezistenței $r_\mu$,

$$R_E = r_{o3}\left[1 + \frac{\beta(R_9 + R_{10})}{R_9 + R_{10} + r_{\pi 3} + R_s}\right],$$

unde în acest caz $R_s = R_7 \| (R_8 + R_{11}) = 2,5 \ \text{k}\Omega$. Rezultă

$$R_E = 20\left[1 + \frac{300 \cdot 3}{3 + 7,5 + 2,5}\right] \cong 1\,400 \ \text{k}\Omega.$$

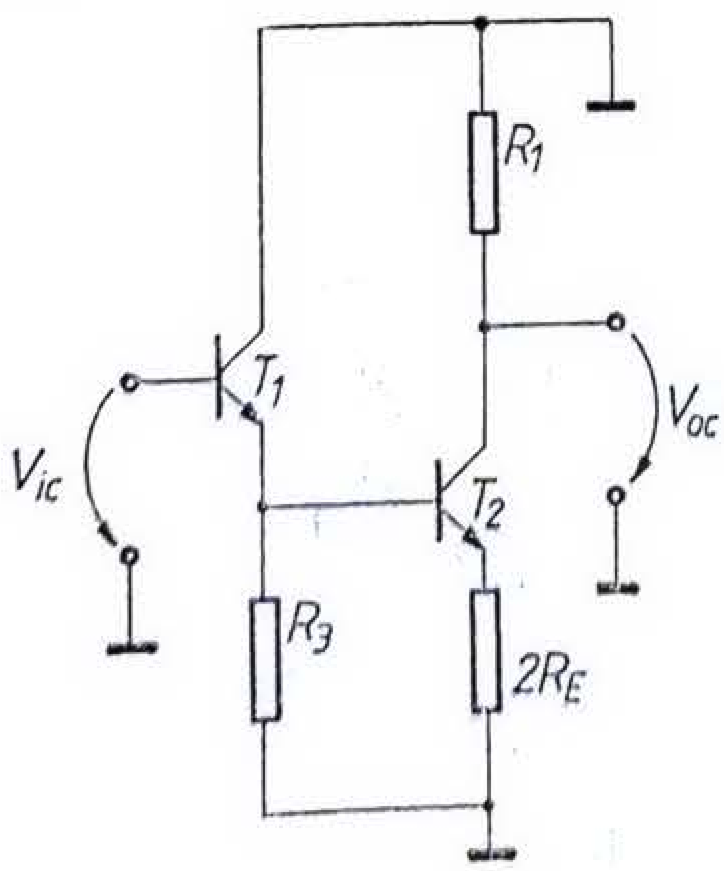



Fig. 1.27.

Considerînd, ca și la calculul amplificării diferențiale, că repetorul de la intrare are o amplificare unitară în tensiune și o rezistență de ieșire, care conform unui calcul anterior are valoarea $R_s = 23 \ \Omega$, rezultă

$$A_{cc} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = \frac{-\beta R_1}{R_s + r_{\pi 2} + \beta \cdot 2R_E} \cong -\frac{R_1}{2R_E} =$$

$$= -\frac{8}{2 \cdot 1\,400} = -2,86 \cdot 10^{-3}$$

$$|A_{cc}| = -51 \ \text{dB}.$$

Factorul de discriminare este

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}} = A_{dd}|_{dB} - A_{cc}|_{dB} = 38 + 51 = 89 \ \text{dB}.$$

1.18. Pentru schema din figura 1.28 să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_i$. Se va admite că în punctul static de funcționare tranzistoarele au $V_{BE} = 0{,}7$ V și factori de amplificare în curent $\beta$ de valori ridicate. Tranzistoarele se consideră identice. Se consideră de asemenea $r_o = r_\mu = \infty$.

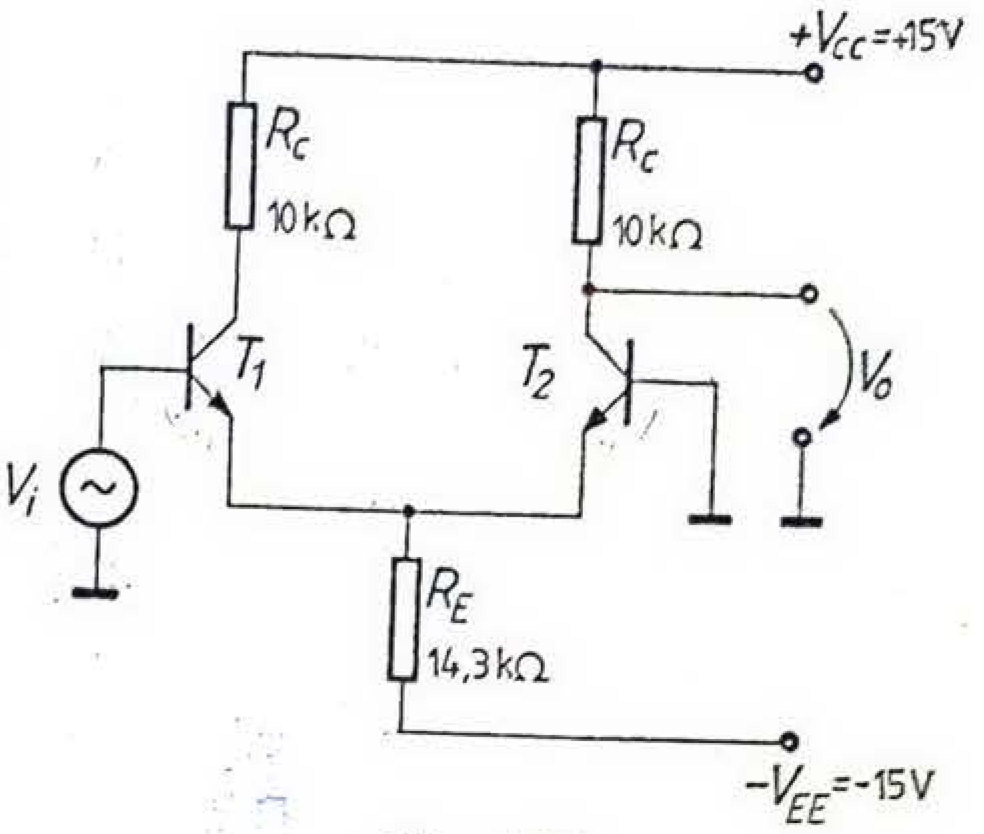


Fig. 1.28.

*Soluție.* Analiza de curent continuu a schemei din figura 1.28, în ipoteza $V_i = 0$, conduce la următoarele rezultate:

$$I_{E_1} + I_{E_2} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{15 - 0{,}7}{14{,}3} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = 0{,}5 \text{ mA},$$

$$g_{m1} = g_{m2} = 20 \text{ mA/V}.$$

Excitarea asimetrică a circuitului, adică aplicarea semnalului între o bază și masă, cealaltă bază fiind conectată tot la masă, echivalează cu a considera existența a două semnale de intrare, unul de mod diferențial, $V_{id} = \frac{V_i}{2}$, iar celălalt de mod comun, $V_{ic} = \frac{V_i}{2}$.

Ca urmare tensiunea de ieșire $V_o$ va avea și ea două componente: una de mod comun și cealaltă de mod diferențial. Ținînd seama de definițiile date pentru tensiunile de mod comun și de mod diferențial în relațiile (1.2), rezultă

$$V_o = V_{C_2} = -\frac{1}{2} V_i A_{dd} + \frac{1}{2} V_i A_{cc}. \tag{1.35}$$

Deci este necesară calcularea amplificărilor $A_{dd}$ și $A_{cc}$.

Din semicircuitele echivalente pentru funcționarea pe modul diferențial și pe modul comun se obține:

$$A_{dd} = -\frac{\beta R_c}{r_\pi} = -g_m R_c = -200,$$

$$A_{cc} = -\frac{\beta R_c}{r_\pi + 2R_E(\beta + 1)} = -\frac{g_m R_c}{1 + 2g_m R_E\left(1 + \frac{1}{\beta}\right)}.$$

Admițînd valori ridicate pentru $\beta$, rezultă

$$A_{cc} = -\frac{g_m R_c}{1 + 2g_m R_E} = -\frac{20 \cdot 10}{1 + 40 \cdot 14{,}3} = -0{,}35.$$

Prin urmare

$$V_o = -\frac{1}{2} V_i (A_{dd} - A_{cc}) = +99{,}825\, V_i.$$

1.19. Pentru amplificatorul cu intrare simplă și ieșire diferențială din figura 1.29 a, să se calculeze:

a. Punctele statice de funcționare.

b. Amplificarea $A_v = V_o/V_i$ și rezistența de intrare.

c. Dacă se înlocuiește rezistența $R_E$ astfel încît curentul $I_E$ să se reducă la jumătate, ce se întîmplă cu valoarea amplificării $A$?

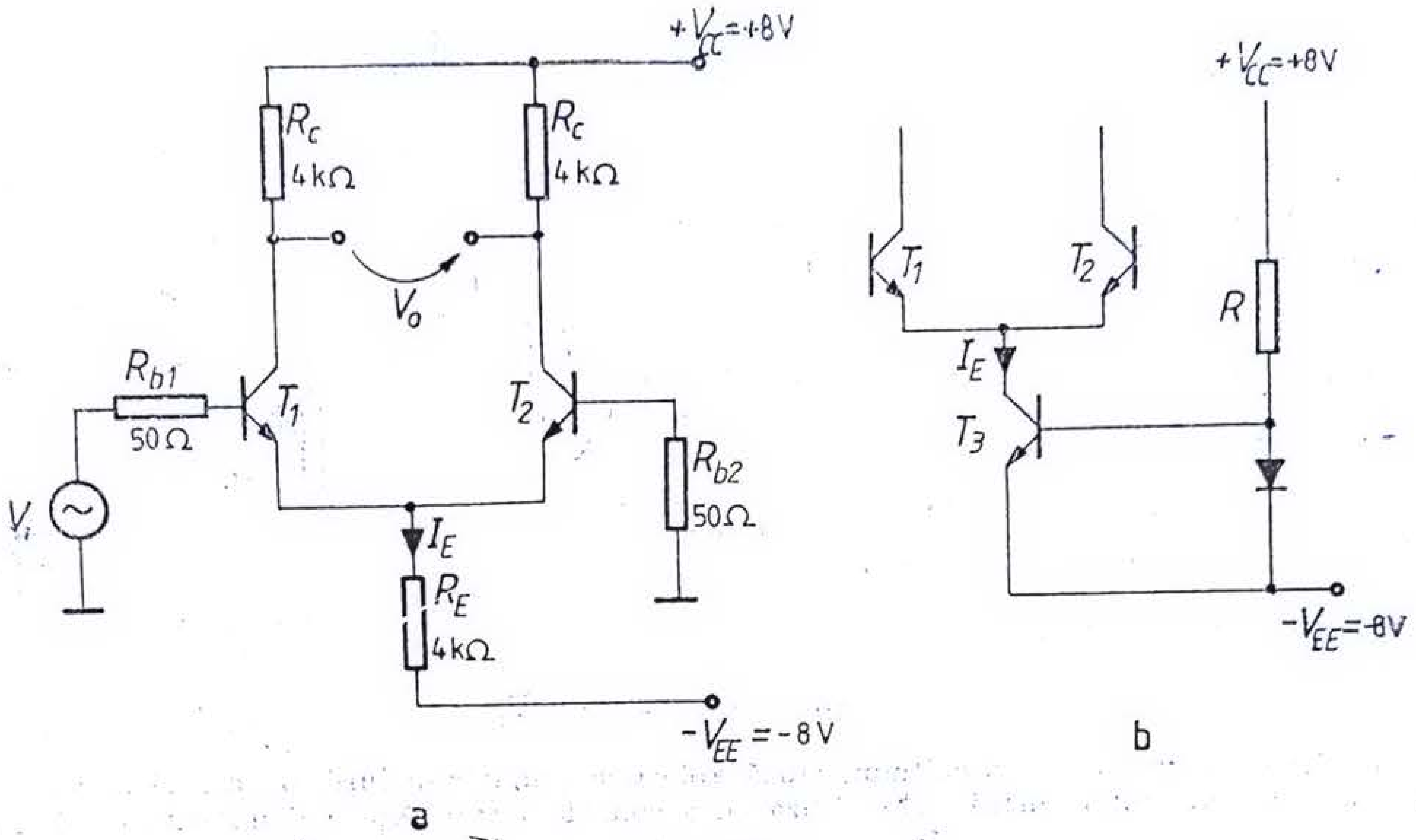



Fig. 1.29.

d. Se înlocuieşte rezistenţa $R_E$ cu o sursă de curent constant tranzistor-diodă, după cum se arată în figura 1.29 b. Care este valoarea rezistenţei $R$ astfel încît curentul $I_E$ să aibă aceeaşi valoare ca la punctul a?

Se va considera: $r_x = 100\ \Omega$, $r_0 = r_\mu = \infty$, $V_{BE} = 0{,}7$ V, $\beta = 100$.

e. Dacă rezistenţa $r_0$ a tranzistorului $T_3$ este de 50 kΩ la 1 mA, cum va afecta aceasta rezistenţa de intrare în circuit?

*Soluţie.* Schema fiind perfect simetrică, rezultă pentru $V_i = 0$ următoarele valori ale mărimilor de curent continuu:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{8 - 0{,}7}{4} = 1{,}8 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_E}{2} = 0{,}9 \text{ mA},$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CC} - R_C I_{C1} + V_{BE} = 8 - 4 \cdot 0{,}9 + 0{,}7 = 5{,}1 \text{ V}.$$

Parametrii circuitului echivalent al celor două tranzistoare identice vor fi:

$$g_{m1} = g_{m2} = \frac{qI_{C1}}{kT} = 36 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi1} = r_{\pi2} = \frac{\beta}{g_m} = 2{,}77 \text{ k}\Omega.$$

Calculul amplificării $V_o/V_i$ se face la fel ca în problema precedentă, folosind relaţia (1.35):

$$V_{o1} = \frac{1}{2} V_i(A_{dd} + A_{cc}), \qquad V_{o2} = \frac{1}{2} V_i(-A_{dd} + A_{cc}),$$

rezultînd

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = A_{dd} V_i.$$

unde $A_{dd}$ este amplificarea diferențială a etajului din figura 1.29. Se obține cu ușurință

$$A_{dd} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_\pi + r_x} = \frac{-100 \cdot 4}{0{,}05 + 0{,}1 + 2{,}77} = -137$$

și deci $V_o = -137\, V_i$, adică $A_v = \frac{V_o}{V_i} = -137$.

După cum se observă, ca urmare a simetriei schemei, amplificarea $A_v$ nu depinde direct de valoarea rezistenței din emitor, ci indirect, prin intermediul dependenței rezistenței $r_\pi$ a tranzistorului de curentul de colector și deci de rezistența $R_E$.

Dacă $I_E$ se reduce la jumătate, deci $I'_E = 0{,}9$ mA, $I'_{C1} = 0{,}45$ mA; $g'_{m1} = g'_{m2} = 18$ mA/V, iar $r'_{\pi 1} = r'_{\pi 2} = 5{,}54$ kΩ și atunci rezultă o nouă valoare pentru $A_{dd}$:

$$A'_{dd} = -\frac{\beta R_c}{R_b + r'_\pi + r_x} = -\frac{100 \cdot 4}{0{,}05 + 5{,}54 + 0{,}1} = -70{,}29.$$

Înlocuind rezistența $R_E$ cu sursa de curent constant din figura 1.29 b, calculul rezistenței $R$ se poate face pornind de la observația că $I_E = I_R = 1{,}8$ mA. Rezultă

$$R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_D}{1{,}8} = \frac{15{,}3}{1{,}8} = 8{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Rezistența de intrare în ipoteza generatorului de curent constant conectat în emitoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ se calculează asemănător metodei utilizate în problema 1.14, obținîndu-se

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = R_{b1} + r_{x1} + r_{\pi 1} + \beta_1 \left[ r_{o3} \,\Big\|\, \frac{r_{x2} + r_{\pi 2} + R_{b2}}{\beta_2 + 1} \right].$$

Se calculează expresia

$$\frac{r_{x2} + r_{\pi 2} + R_b}{\beta + 1} = \frac{2{,}92 \text{ k}\Omega}{100} = 29{,}2 \ \Omega.$$

Deoarece $r_{o3} \gg 29{,}2\ \Omega$, rezultă $R_i = 2(R_b + r_x + r_\pi) = 2 \cdot 2{,}92 = 5{,}84$ kΩ.

Similar se procedează și pentru situația în care în emitorul tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ este conectată rezistența de 4 kΩ. Deoarece $R_E \gg \frac{r_{x2} + r_{\pi 2} + R_{b2}}{\beta_2 + 1}$, rezistența de intrare va avea valoarea calculată în cazul precedent, deci

$$R_i = 5{,}84 \text{ k}\Omega.$$

**1.20.** În figura 1.30 se arată schema unui etaj de ieșire avînd o configurație de etaj diferențial. Etajele de comandă ale acestui etaj de ieșire sînt modelate,

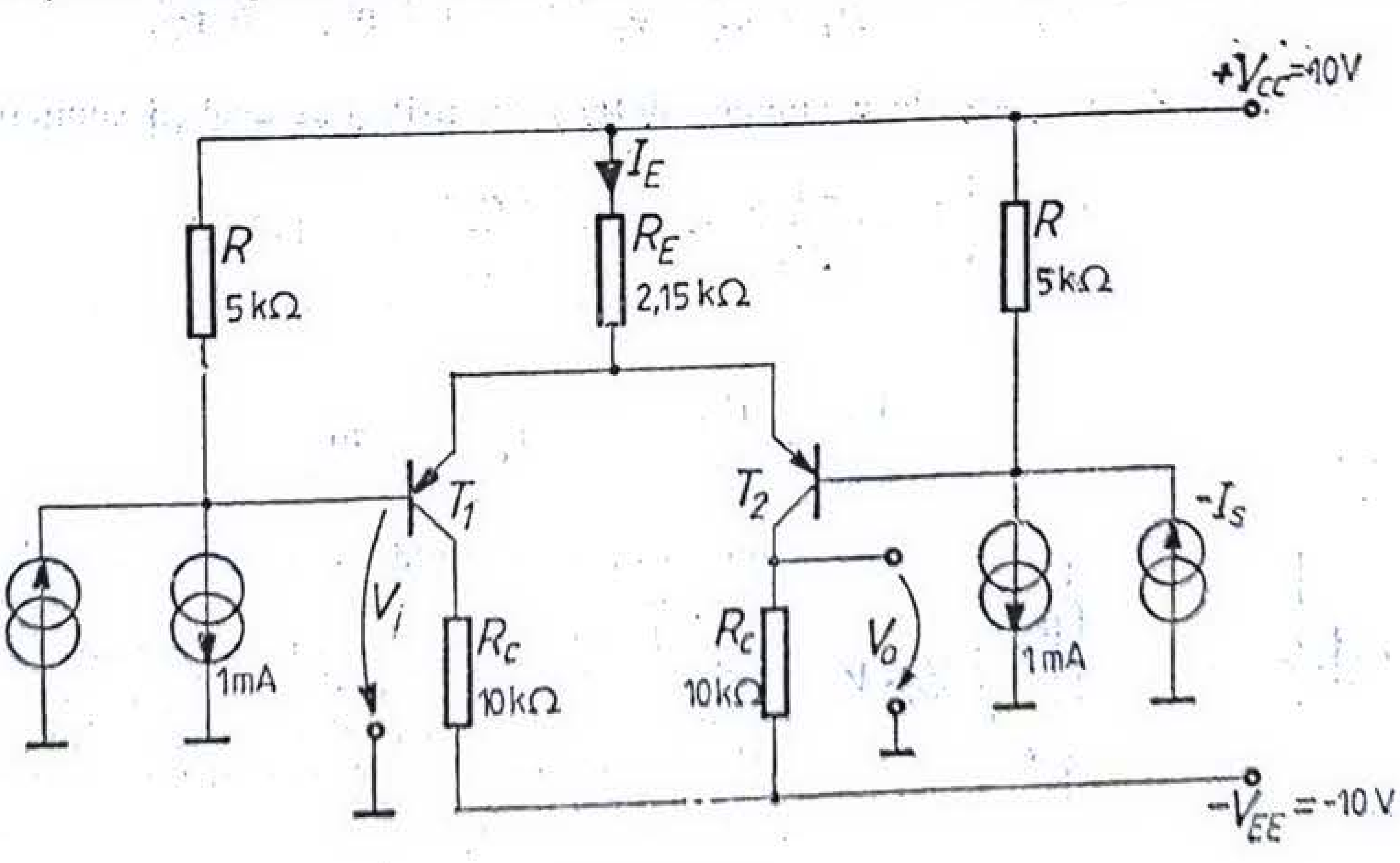



Fig. 1.30.

după cum se arată în figură, astfel încît se ține seama atît de componenta de curent continuu de 1 mA, cît și de cea de curent alternativ $I_s$. Valoarea componentei de curent continuu a generatorului $I_s$ este 0. Se observă că etajul este comandat cu semnale în antifază ($I_s$, $-I_s$), deci are o funcționare de gen contratimp.

a. Să se calculeze punctele statice de funcționare.

b. Care este valoarea rezistenței de ieșire de joasă frecvență?

c. Care este amplificarea în tensiune $V_o/V_s$, unde $V_s = RI_s$? Dar amplificarea $V_o/V_i$?

d. Dacă se folosește un singur tranzistor $T_1$ și rezistența $R_E$ se mărește la 4,3 kΩ, cum afectează această modificare valorile de curent continuu și amplificarea în tensiune?

Tranzistoarele au $\beta = 5$, $r_o = r_\mu = \infty$, $r_x = 200\ \Omega$, $V_{BE} = 0{,}7$ V.

*Soluție.* Din analiza în curent continuu a etajului, neglijînd curentul de bază, se obține:

$$V_{CC} - 1\ \text{mA} \cdot 5\ \text{k}\Omega = V_{CC} - R_E I_E - V_{EB},$$

$$I_E = \frac{1\ \text{mA} \cdot 5\ \text{k}\Omega - V_{EB}}{R_E} = \frac{5 - 0{,}7}{2{,}15} = \frac{4{,}3}{2{,}15} = 2\ \text{mA}.$$

Deoarece factorul de amplificare în curent este mic, se poate recurge la un calcul iterativ. Se obține: $I_E = I_{E_1} + I_{E_2} = 1{,}94$ mA, $I_{E_1} = I_{E_2} = 0{,}97$ mA, $I_{C_1} = I_{C_2} = 0{,}81$ mA.

Tensiunile pe cele două emitoare în raport cu masa sînt $V_{E_1} = V_{E_2} = V_{CC} - I_E R_E = 5{,}8$ V. De asemenea, tensiunile față de masă pe cele două colectoare sînt $V_{C_1} = V_{C_2} = -V_{EE} + I_{C_1} R_C = -1{,}9$ V. Rezultă

$$V_{CE_1} = V_{CE_2} = -1{,}9 - 5{,}8 = -7{,}7\ \text{V}.$$

Parametrii de semnal mic corespunzători vor fi $g_m = \dfrac{qI_C}{kT} = 32$ mA/V și $r_\pi = \dfrac{\beta}{g_m} = 156\Omega$, iar rezistența de ieșire va fi $R_0 = R_C = 10$ kΩ.

Pentru calculul amplificării în tensiune se echivalează sursa de comandă în curent, de tip Norton, cu o sursă de comandă în tensiune de tip Thevenin avînd deci o rezistență internă $R$ și o tensiune în gol $V_s = RI_s = 5I_s = V_{id}$. Semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul diferențial este prezentat în figura 1.31.

Deci amplificarea diferențială este

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = \frac{-V_o}{V_s} = -\frac{\beta R_C}{R_s + r_x + r_\pi} = -\frac{5 \cdot 10}{5 + 0{,}2 + 0{,}156} = -9{,}33.$$

Amplificarea $V_o/V_i$ se poate de asemenea determina utilizînd același semicircuit

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-V_{od}}{V_i} = +\frac{\beta R_C}{r_x + r_\pi} = +140,$$

sau

$$A'_v = \frac{V_o}{V_{bb}} = \frac{V_{od}}{2V_i} = \frac{1}{2} A_v = +70.$$

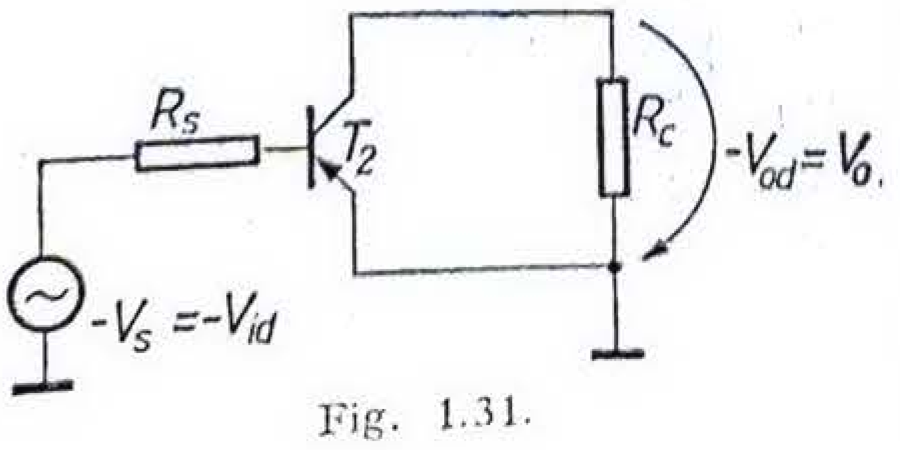



Fig. 1.31.

unde $V_{bb}$ reprezintă tensiunea de intrare dintre cele două baze.

Daca se scoate un tranzistor din schemă și se mărește rezistența $R_E$ de două ori, atunci curentul $I_{E1}$ rămîne neschimbat, deci $I_{E1} = 0{,}97$ mA, și implicit valorile parametrilor de semnal mic ai tranzistorului $T_1$ se păstrează, dar $A'_v = \dfrac{V'_o}{V_i} = -\dfrac{\beta R_C}{r_x + r'_\pi + (\beta + 1) R'_E} = -1{,}93.$

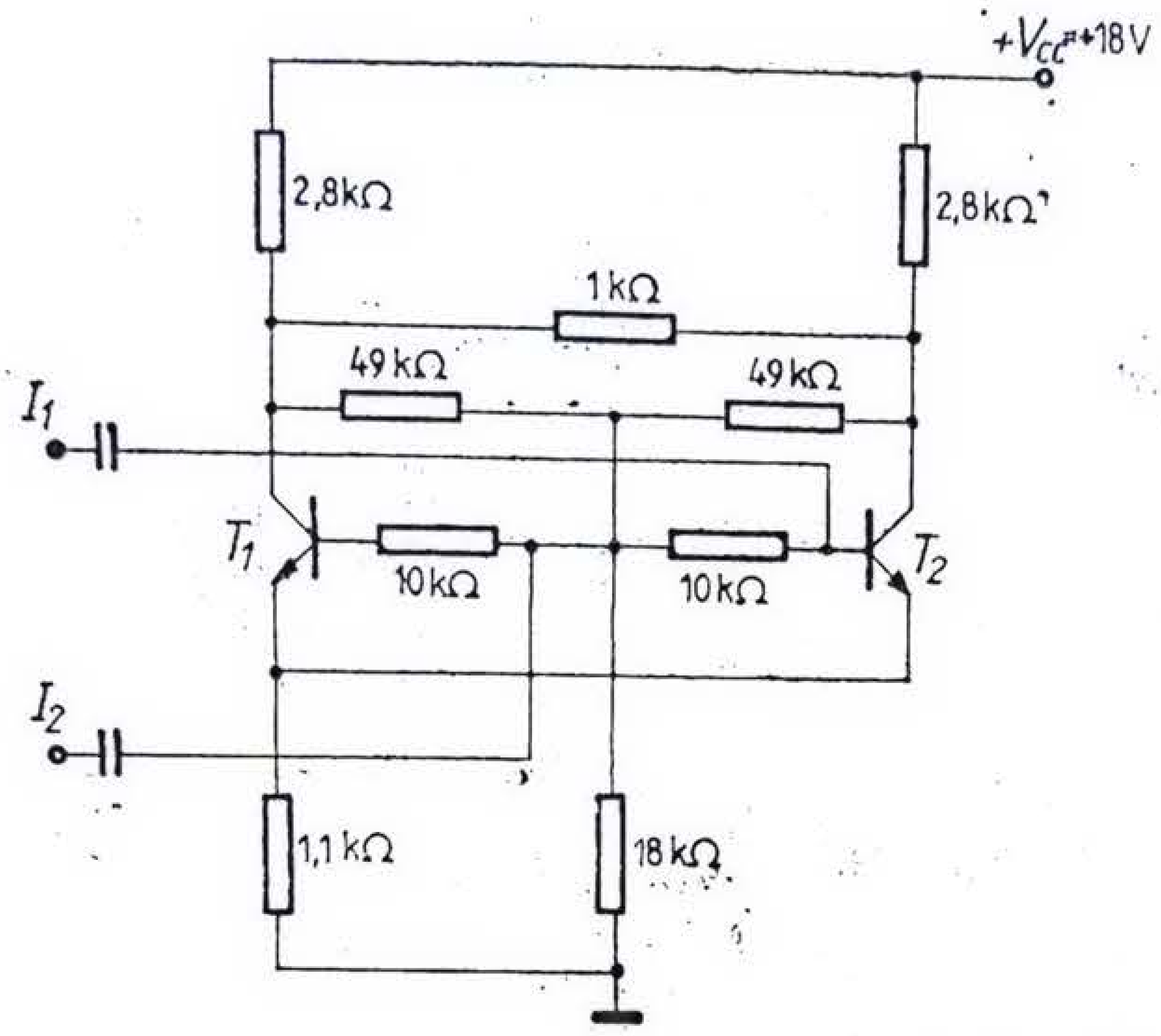



Fig. 1.32.

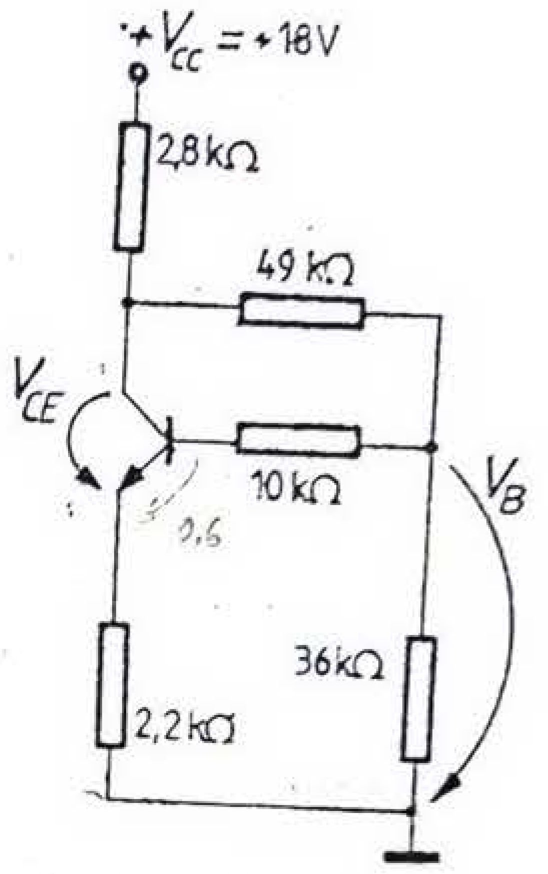



Fig. 1.33.

Deci amplificarea se reduce catastrofal, datorită rezistenței $R'_E$ din emitor, nedecuplate.

**1.21.** Pentru amplificatorul diferențial din figura 1.32 să se calculeze:

a. Punctele statice de funcționare.

b. Amplificările în tensiune corespunzătoare funcționării pe modul diferențial și pe modul comun.

Tranzistoarele au $\beta = 160$, $r_x = 50\ \Omega$, $V_{BE} = 0{,}6$ V, $r_o = r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Avînd în vedere faptul că schema este perfect simetrică, se poate face analiza în curent continuu pe semicircuitul din figura 1.33, în care valorile elementelor parcurse de cîte doi curenți omologi s-au dublat, iar rezistențele conectate între două puncte avînd același potențial s-au exclus.

Neglijînd curentul $I_B$, pe ochiul bazei se obține $V_B = 2{,}2\,I_C + 0{,}6$.

Pe ochiul care trece prin rezistențele de 49 kΩ, 36 kΩ, 2,2 kΩ și $V_{CE}$ rezultă

$$V_B = (V_{CE} + 2{,}2I_C)\frac{36}{36 + 49} = (V_{CE} + 2{,}2I_C)\cdot 0{,}424.$$

Egalînd aceste două expresii ale lui $V_B$, se obține:

$$1{,}27I_C - 0{,}424\ V_{CE} + 0{,}6 = 0.$$

Pentru ochiul care trece prin sursa de alimentare și tranzistor se obține

$$5I_C + V_{CE} = 18.$$

Dispunînd de două ecuații cu două necunoscute se pot afla $I_C$ și $V_{CE}$, și anume: $I_C = 2$ mA, iar $V_{CE} = 18 - 10 = 8$ V.

Parametrii circuitului echivalent natural al tranzistoarelor sînt:

$$g_m = 40\ I_C = 80\ \text{mA/V},$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{160}{80} = 2\ \text{k}\Omega.$$

Calculul amplificării în tensiune corespunzătoare funcționării pe modul diferențial se face utilizînd semicircuitul echivalent din figura 1.34 a.

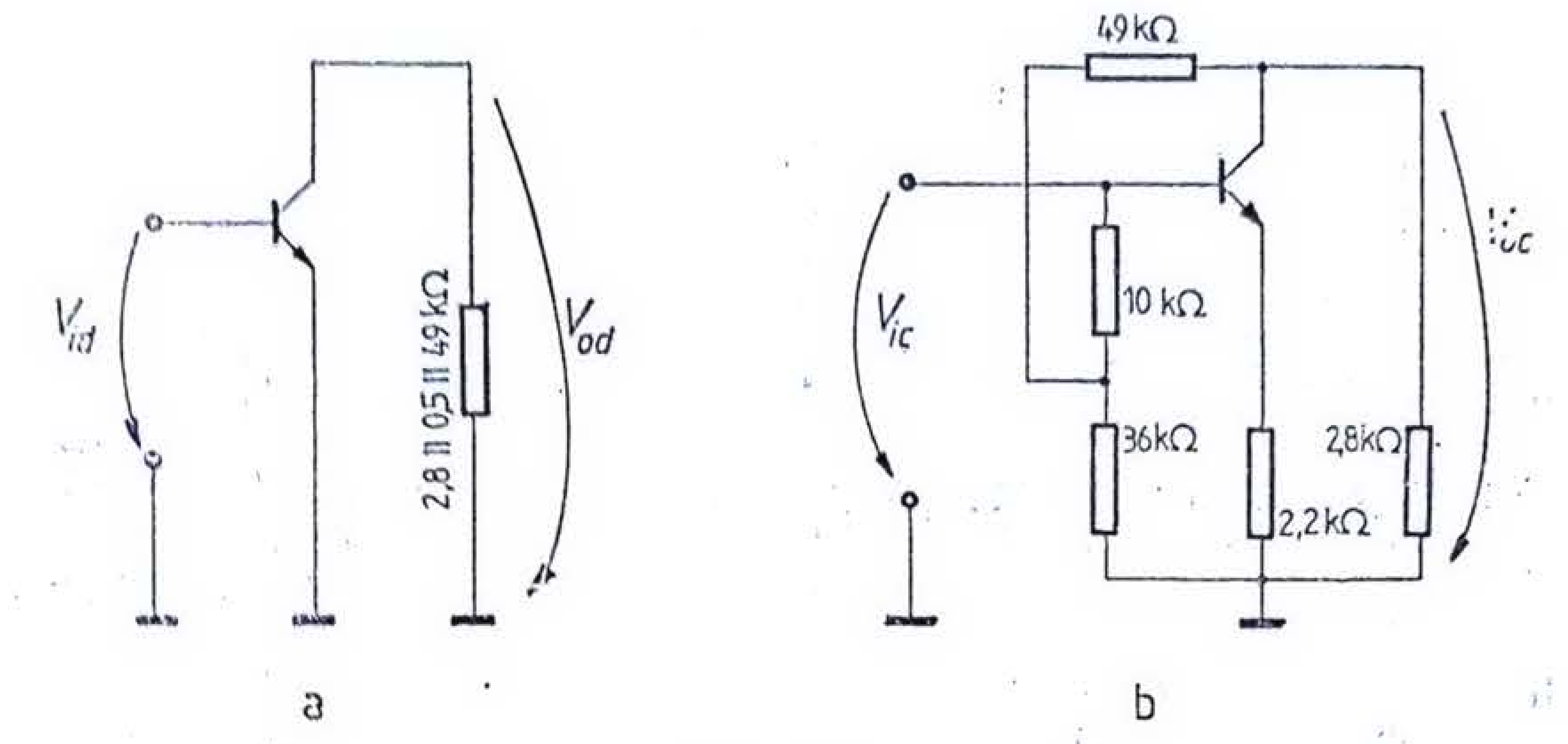



Fig. 1.34.

Se obține

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\beta \cdot \frac{0{,}5 \| 2{,}8 \| 49}{r_\pi + r_x} \cong g_m \cdot 0{,}5 \| 2{,}8 \| 49 = -34.$$

Pentru analiza comportării pe modul comun se utilizează semicircuitul din figura 1.34 b; neglijînd reacția negativă mică introdusă de rezistența de 49 kΩ, amplificarea corespunzătoare funcționării pe modul comun este

$$A_{cc} = -\frac{\beta R_C}{r_\pi + (\beta + 1) R_E} \cong -\frac{2{,}8}{2{,}2} = -1{,}27.$$

**1.22.** Se consideră schema din figura 1.35. Admițînd tranzistoarele identice, avînd $V_{BE} = 0{,}6$ V; $r_x = 0$, $\beta = 100$, $h_{12e} = 10^{-3}$, iar $r_o = 100$ kΩ la 2 mA, să se determine:

a. punctele statice de funcționare în repaus;

b. amplificarea în tensiune pe modul diferențial;

c. amplificarea în tensiune pe modul comun;

d. dacă semnalul de intrare diferențial crește suficient de mult, cum se limitează semnalul de ieșire: prin blocarea sau prin saturarea tranzistoarelor?

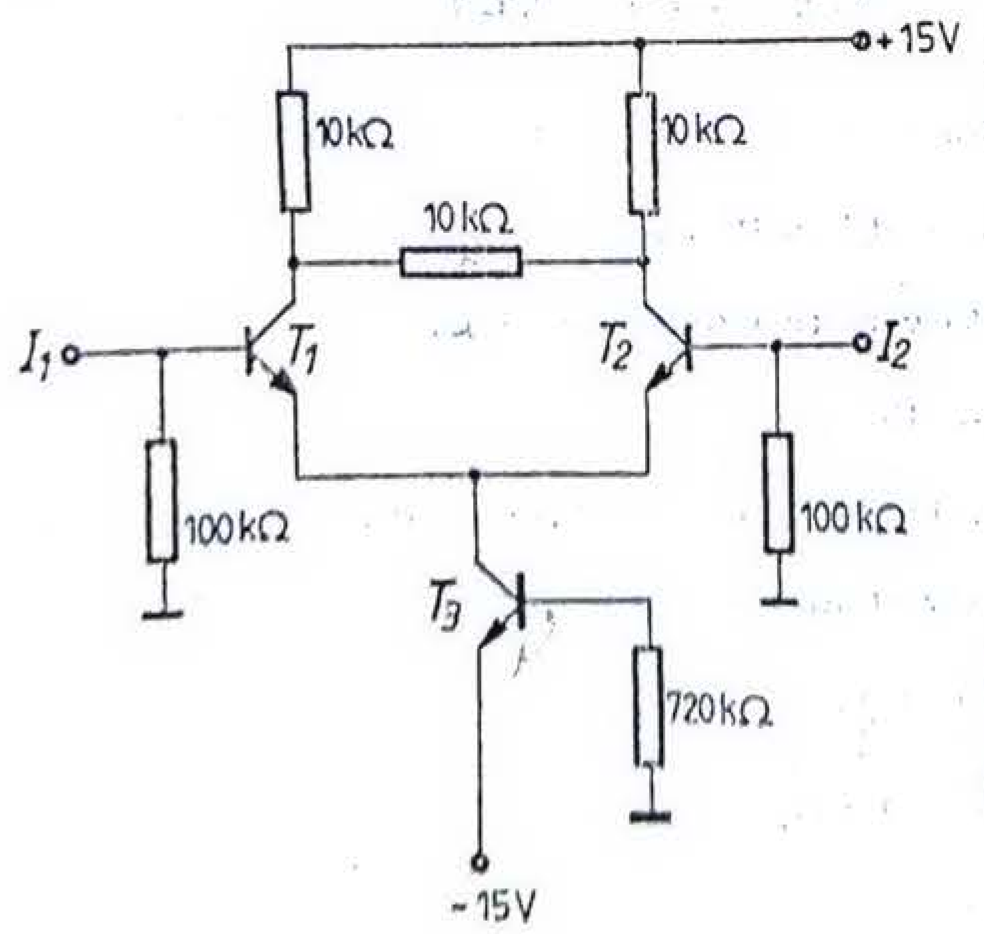



Fig. 1.35

*Soluție.* Din analiza funcționării în curent continuu a schemei rezultă:

$$I_{B3} = \frac{15 - 0{,}6}{720} = 0{,}02 \text{ mA} = 20 \ \mu\text{A},$$

$$I_{E3} \cong I_{C3} = 0{,}02 \cdot 100 = 2 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = 1 \text{ mA}.$$

$$I_{B1} = I_{B2} = 0{,}01 \text{ mA} = 10 \ \mu\text{A}.$$

Tensiunile față de masă în diferite puncte ale schemei sînt $V_{B1} = V_{B2} = -100 \cdot I_{B1} = -1$ V și $V_{E1} = V_{E2} = -V_B - V_{BE} = -1{,}6$ V,

deci

$$V_{CE_1} = V_{CE_2} = V_{CC} - V_{E_1} - 10 \cdot I_{C_1} = +15 + $$
$$+ 1{,}6 - 10 = 6{,}6 \text{ V},$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{CC} - 10 I_{C_1} = 5 \text{ V}.$$

Parametrii circuitelor echivalente Giacoletto ale tranzistoarelor sînt calculaţi în tabelul 1.3.

*Tabelul 1.3*

| Tranzistorul | $g_m = \frac{qI_C}{kT}$ [mA/V] | $r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$ [kΩ] | $r_o$ $\frac{r'_o}{r''_o} = \frac{I''_C}{I'_C}$ [kΩ] | $r_\mu = \frac{r_\pi}{h_{12}}$ [MΩ] |
|---|---|---|---|---|
| $T_1$, $T_2$ | 40 | 2,5 | 200 | 2,5 |
| $T_3$ | 80 | 1,25 | 100 | 1,25 |

Utilizînd semicircuitul valabil pentru funcţionarea pe mod diferenţial rezultă amplificarea diferenţială a etajului. Deoarece rezistenţa de sarcină $R_{ld} = 10$ kΩ ∥ 5 kΩ este mică, se poate neglija efectul rezistenţelor $r_o$ şi $r_\mu$, deci

$$A_{dd} = -\frac{V_{od}}{V_{id}} = -g_m R_{ld} = -133.$$

Pentru calculul amplificării în tensiune pe modul comun este necesar să se calculeze rezistenţa dinamică din emitoarele tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$, adică rezistenţa de ieşire în colectorul lui $T_3$. În acest scop se utilizează metoda clasică de calcul al unei rezistenţe de ieşire: la ieşirea circuitului se aplică un generator de tensiune exterior, după cum se arată în figura 1.36, şi se calculează curentul de ieşire rezultant. Se obţine

$$I_2 = \frac{V_2}{r_{o3}} + g_{m3} \cdot \frac{1,25\ V_2}{1,25 \cdot 10^3 + 1,25} = V_2\left(\frac{1}{r_{o3}} + g_{m3} \cdot 10^{-3}\right).$$

Rezultă

$$R_{o3} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{1}{\frac{1}{r_{o3}} + g_m \cdot 10^3} = \frac{1}{0,09} = 11\ \text{k}\Omega.$$

Se observă că $R_{o3} < r_{o3}$, deci în general, nu se justifică neglijarea rezistenţei $r_\mu$ în calculul rezistenţei de ieşire pe colector pentru valori mari ale rezistenţelor conectate în baza tranzistorului.

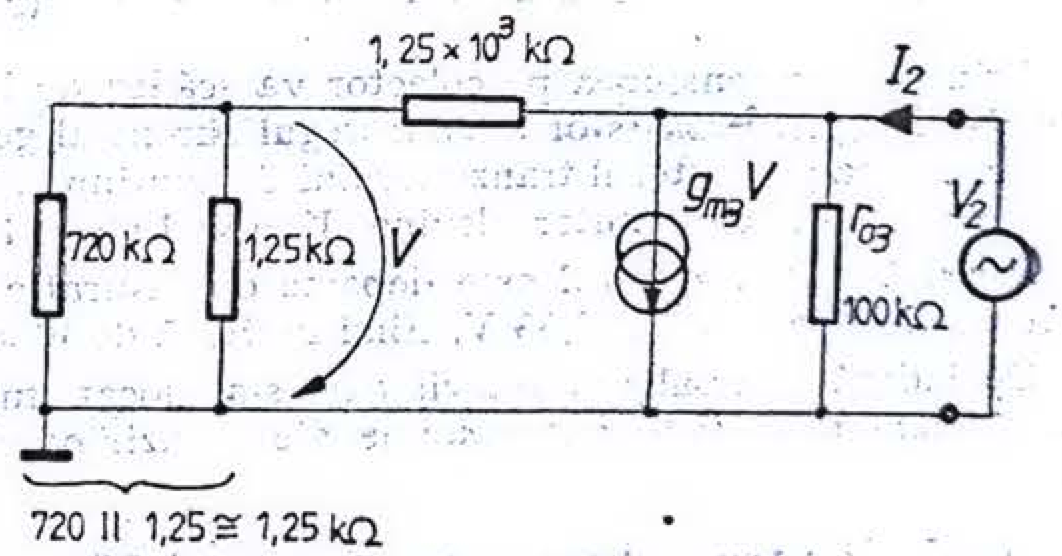



Fig. 1.36.

Semicircuitul valabil pentru funcţionarea pe modul comun este prezentat în figura 1.37, ţinînd seama şi de rezistenţele $r_{\mu 1}$ şi $r_{o1}$. Rezistenţa $r_{\mu 1}$ poate fi neglijată, deoarece rezistenţa de sarcină de 10 kΩ este relativ mică. De asemenea, rezistenţa de ieşire $R_o$ pe colector a etajului va fi mult mai mare decît $r_{o1}$, datorită reacţiei serie negative puternice determinată de rezistenţa de 22 kΩ din emitor; deci, deoarece $R_o \gg R_l$, rezistenţa $r_{o1}$ putea fi, de asemenea, neglijată în schemă. Prin urmare amplificarea pe modul comun este:

$$A_{cc} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = -\frac{10}{22} = -0,45.$$

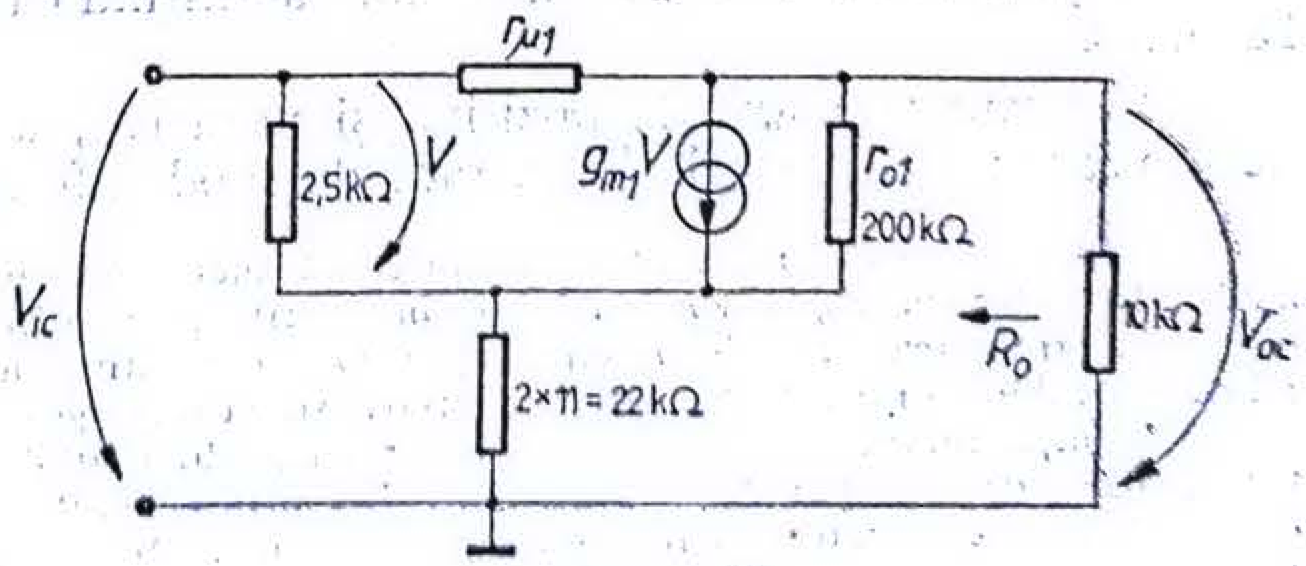



Fig. 1.37.

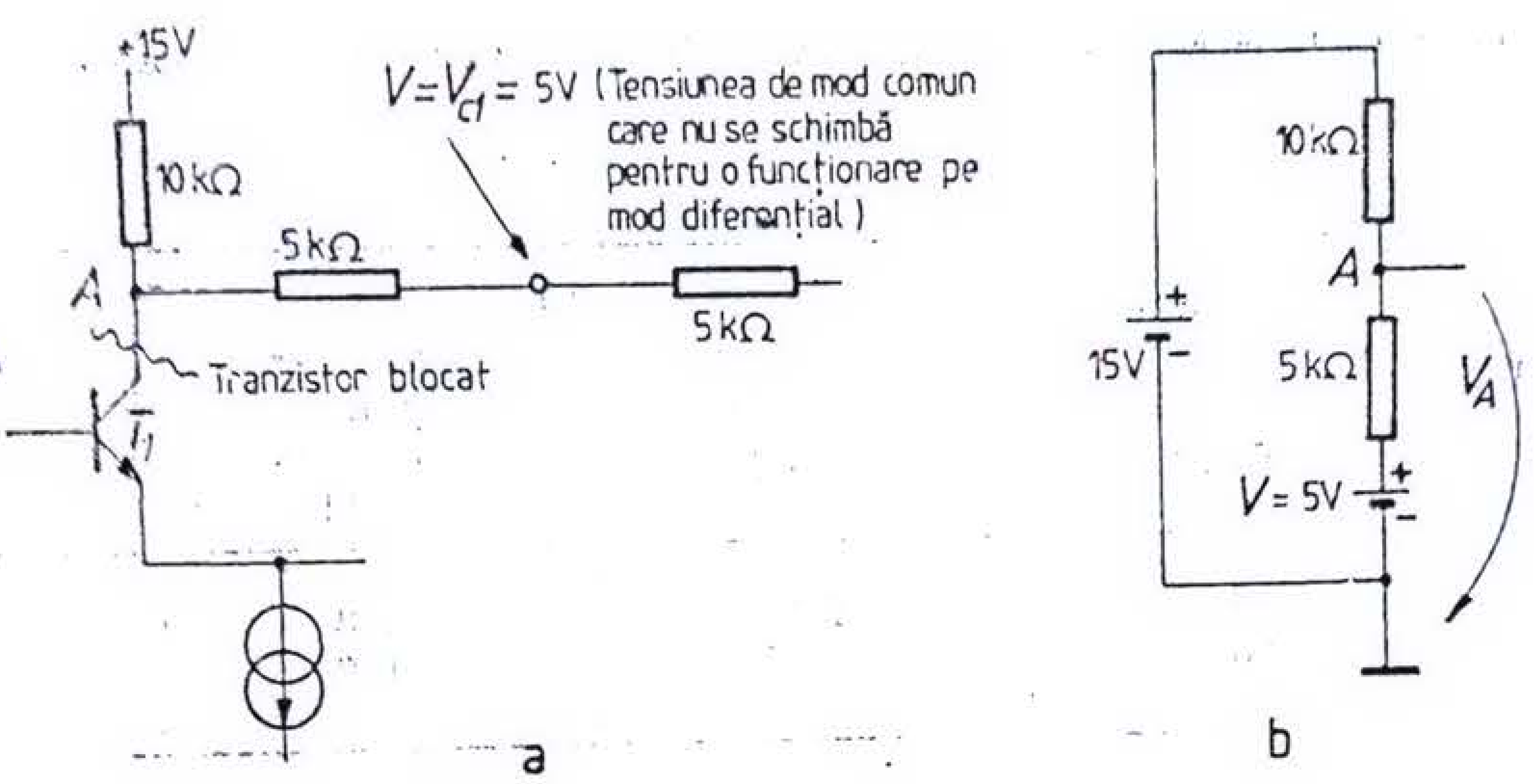



Fig. 1.38.

Pentru a stabili modul cum se face limitarea tensiunii de ieșire cînd etajul este comandat diferențial la intrare, se analizează pe rînd cele două situații.

Mai întîi în cazul cînd tranzistorul $T_1$ se blochează, după cum rezultă din figura 1.38, a și din echivalentul său simplificat 1.38 b, tensiunea $V_A$ de pe colectorul tranzistorului va avea valoarea

$$V_A = V_{C1} + 5\,\mathrm{k\Omega}\,\frac{15\ \mathrm{V} - 5\ \mathrm{V}}{15\ \mathrm{k\Omega}} = 8{,}33\ \mathrm{V}.$$

Deci, față de valoarea sa de repaus de 5 V, excursia maximă a punctului de funcționare corespunzătoare blocării lui $T_1$ este:

$$\Delta V_+ = 8{,}33 - 5 = 3{,}33\ \mathrm{V}.$$

Cînd tranzistorul $T_1$ este comandat astfel încît să meargă spre saturație, curentul prin el se poate mări de la valoarea de 1 mA, din punctul static, la cel mult 2 mA, cît poate să furnizeze generatorul de curent constant realizat cu $T_3$. Deci $\Delta I_C = 2 - 1 = 1$ mA și deci variația maximă a tensiunii pe colector în acest caz este

$$\Delta V_- = \Delta I_C \cdot R_{ld} = 1\ \mathrm{mA}\ \frac{5 \cdot 10}{15}\ \mathrm{k\Omega} = 3{,}33\ \mathrm{V}.$$

Prin urmare tensiunea pe colector va scădea de la 5 V, cît era în repaus, la 5 − 3,33 V = = 1,66 V cînd prin tranzistor trece întregul curent al generatorului de curent constant.

Tensiunea pe emitorul tranzistorului $T_1$ continuă să rămînă tot la −1,6 V cît este în repaus, deci tensiunea colector-emitor devine $V_{CE} = 1{,}66 + 1{,}6 = 3{,}26$ V.

Rezultă că tranzistorul este departe de saturație și deci excursia maximă a tensiunii diferențiale de ieșire este de ±3,33 V, fiind limitată de blocarea unuia din tranzistoare.

De îndată ce unul din tranzistoare s-a blocat, funcționarea etajului nu mai poate fi considerată diferențială: emitoarele comune ale tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ nu mai pot fi considerate la masă.

**1.23.** Pentru schema din figura 1.39 să se calculeze:

a. punctele statice de funcționare admițînd că cele două intrări sînt conectate la masă;

b. excursia maximă, pozitivă și negativă, a tensiunii de ieșire nedistorsionate pentru un semnal de intrare de mod diferențial.

*Soluție.* Analiza în curent continuu a schemei conduce la valorile sintetizate în tabelul 1.4, unde s-au notat cu $V_E$ și $V_C$ tensiunile în diferite puncte în raport cu masa.

Determinarea excursiei maxime, pozitive și negative, a tensiunii de ieșire se poate face la fel ca în problema precedentă. Pentru variație se va recurge însă la o altă metodă.

Situația limită corespunzătoare funcționării diferențiale corespunde cazului în care unul din tranzistoare, de exemplu $T_{1a}$, este blocat, deci prin celălalt tranzistor, $T_{1b}$, circulă întregul curent de 2 mA pe care poate să-l furnizeze generatorul de curent $T_{2b}$. Această situație este ilustrată în figura 1.40.

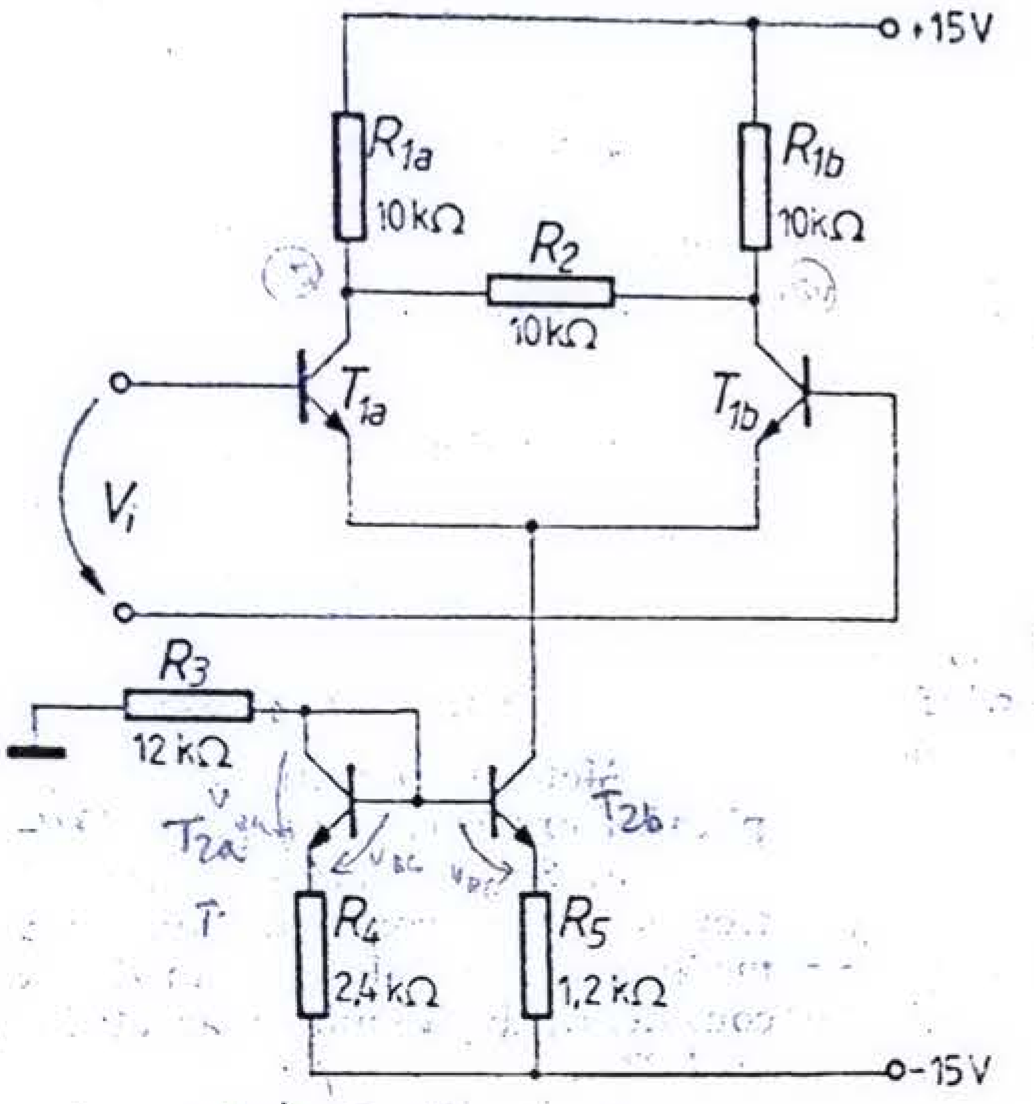



Fig. 1.39.

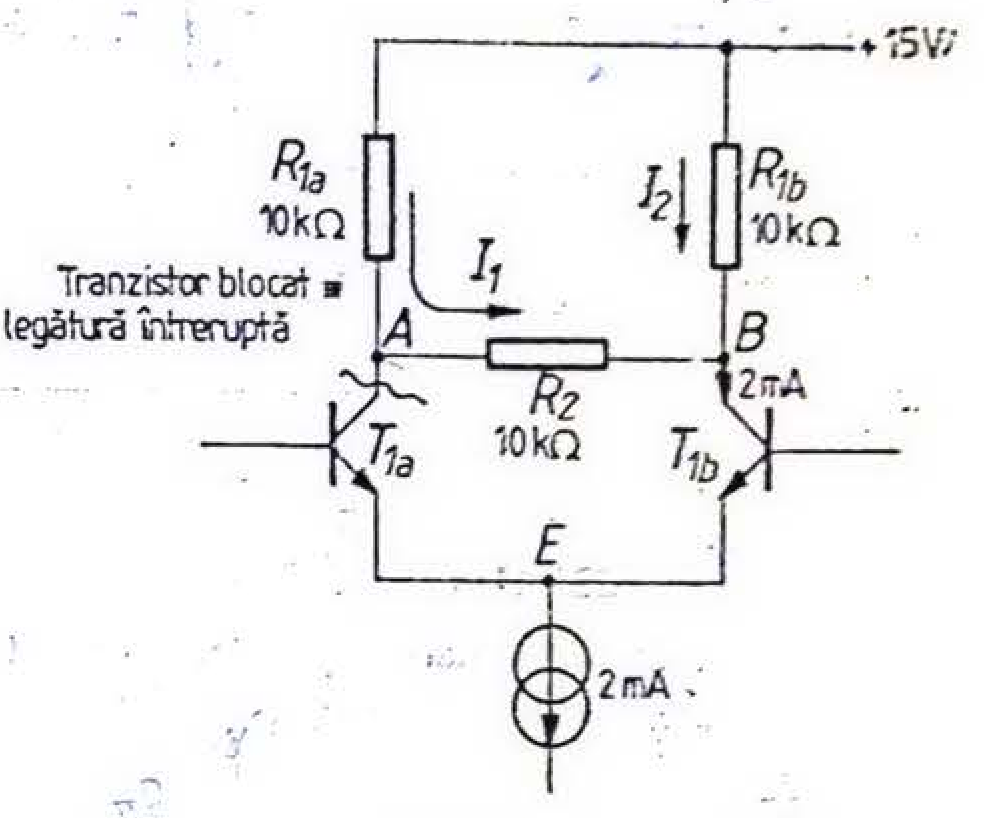



Fig. 1.40.

*Tabelul 1.4*

| Tranzistorul | $I_C$ [mA] | $V_C$ [V] | $V_E$ [V] | $V_{CE} = V_C - V_E$ [V] |
|---|---|---|---|---|
| $T_{1a}$, $T_{1b}$ | 1 | 5 | −0,6 | 5,6 |
| $T_{2a}$ | 1 | − 12 | − 12,6 | 0,6 |
| $T_{2b}$ | 2 | −0,6 | − 12,6 | 12 |

Se pot calcula curenții $I_1$ și $I_2$ obținîndu-se $I_1 = 2\ \text{mA} \cdot \frac{10}{30} = 0{,}66$ mA, iar $I_2 = 2\ \text{mA} \cdot \frac{20}{30} = 1{,}33$ mA.

Deci tensiunile $V_A$ și $V_B$ față de masă, corespunzătoare situației analizate, vor fi:

$$V_A|_{T1a\ \text{blocat}} = 15 - 0{,}66 \cdot 10 = 8{,}4\ \text{V},$$

$$V_B|_{Icb = 2\ mA} = 15 - 1{,}33 \cdot 10 = 1{,}7\ \text{V}.$$

Se pot deci calcula excursiile pozitive și negative față de valorile tensiunilor de repaus, de pe colectoare, $V_{C1a} = V_{C1b} = 5$ V; acestea vor fi: $\Delta V_+ = 8{,}4 - 5 = +3{,}4$ V, iar $\Delta V_- = 1{,}7 - 5 = -3{,}3$ V.

Se observă că deoarece pentru funcționarea de mod diferențial tensiunea pe emitoarele comune tranzistoarelor $T_{1a}$ și $T_{1b}$ nu se modifică, avînd valoarea $V_E = -0{,}6$ V, tensiunea minimă colector-emitor pe tranzistorul $T_{1b}$ este $V_{CE} = V_B - V_E = 1{,}7 - (-0{,}6) = 2{,}3$ V, deci tranzistorul $T_{1b}$ este departe de saturație.

Prin urmare limitarea excursiei de semnal se face prin blocarea unui tranzistor.

**1.24.** Pentru un etaj clasic de amplificator diferențial, avînd schema din figura 1.41, să se calculeze amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial $A_{dc}$, admițînd că cele două tranzistoare diferă prin valoarea rezistențelor $r_\pi$, avînd valorile $r_{\pi1}$ și $r_{\pi2}$. Se va utiliza metoda secvențială.

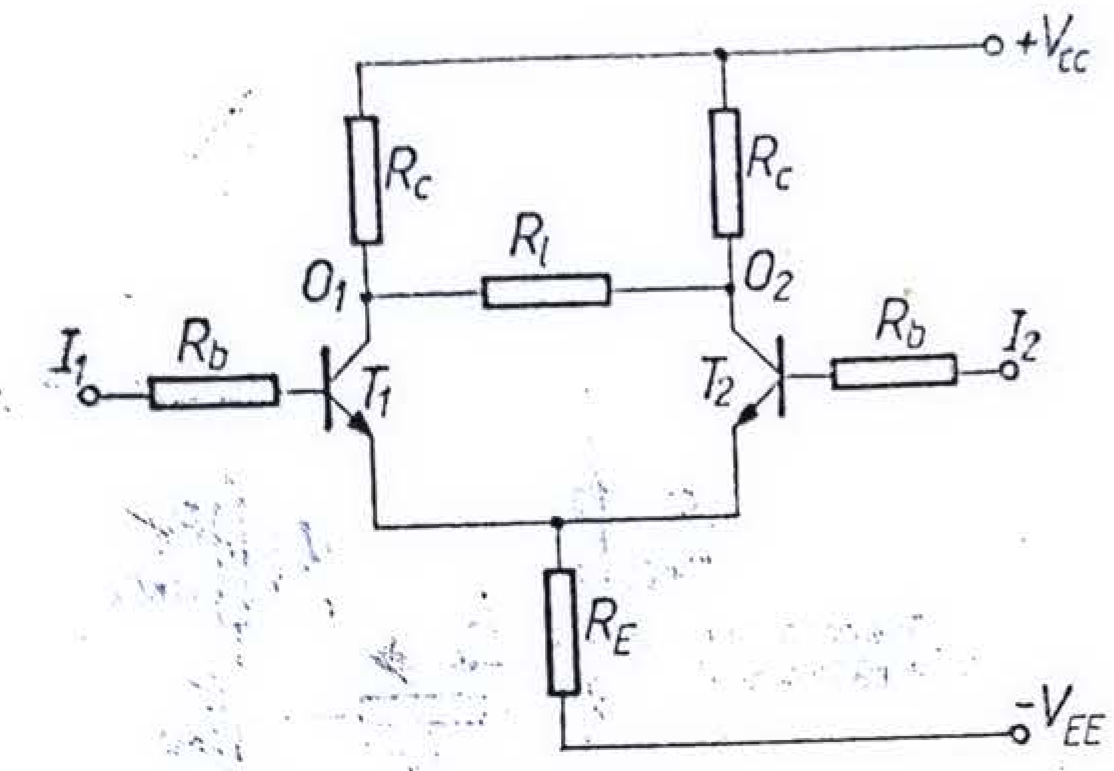


Fig. 1.41.

*Soluție.* Metoda secvențială a fost prezentată în introducerea teoretică a acestui capitol. Notăm cu $g_\pi = 1/r_\pi$ valoarea medie a admitanțelor $g_\pi$ ale circuitelor echivalente ale celor două tranzistoare $T_1$ și $T_2$, deci $g_\pi = \frac{g_{\pi 1} + g_{\pi 2}}{2}$ iar cu $\Delta g_\pi$ semidiferența acestor valori: $\Delta g_\pi = \frac{g_{\pi 1} - g_{\pi 2}}{2}$.

Atunci

$$g_{\pi 1} = g_\pi + \Delta g_\pi, \qquad g_{\pi 2} = g_\pi - \Delta g_\pi. \tag{1.36}$$

Metoda secvențială constă în aplicarea următoarelor etape de calcul:

a. Se construiește circuitul perfect simetric, corespunzător valorilor medii $g_\pi$, și modului comun de excitare considerat, după cum se arată în figura 1.42 a.

b. Se determină curentul mediu $I_{ic}$ prin elementele $g_\pi$:

$$I_{ic} = \frac{V_{ic}}{R_b + r_\pi + (\beta_o + 1)\cdot 2R_E}. \tag{1.37}$$

c. Se revine la circuitul asimetric, introducîndu-se generatoarele de perturbații $(\Delta g_\pi / g_\pi)\cdot I_{ic}$ și $-(\Delta g_\pi / g_\pi) I_{ic}$, după cum se arată în figura 1.42, b. Se observă că, deoarece prin rezistența comună $R_E$ din emitoare acești curenți ai generatoarelor de perturbații circulă în sensuri opuse, tensiunea pe emitoare rămîne constantă, ceea ce corespunde excitării etajului pe mod diferențial.

d. Pe semicircuitul de mod diferențial, corespunzător modului de excitare stabilit anterior, prezentat în figura 1.42, c, se calculează tensiunea de ieșire diferențială corespunzătoare:

$$V_{od} = -g_m V_1 R_C \| R_{l/2}. \tag{1.38}$$

Din circuitul din figura 1.42 c, rezultă

$$V_1 = \left(-\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot I_{ic}\right) r_\pi \| R_b. \tag{1.39}$$

Înlocuind relația (1.39) în (1.38) rezultă

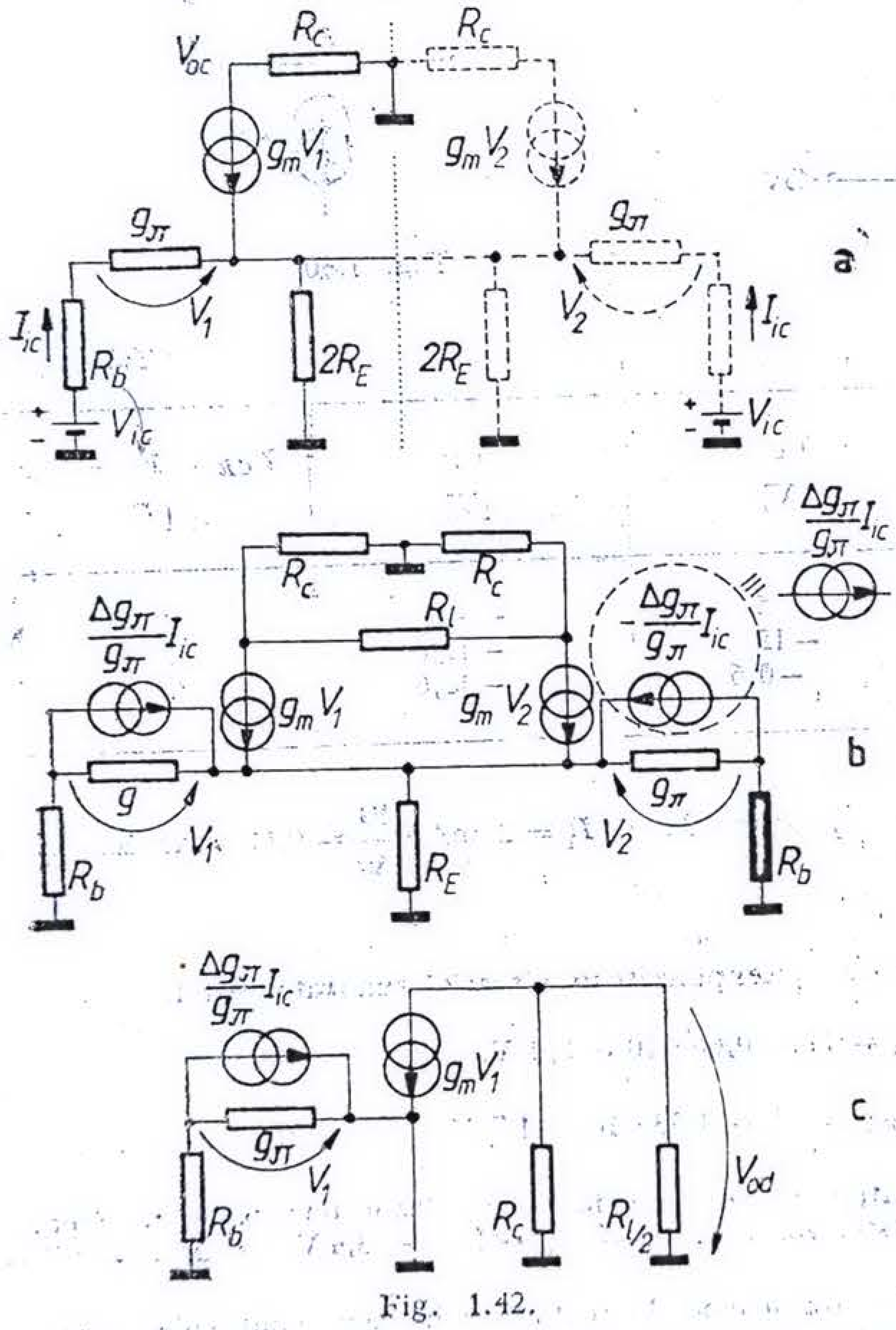


Fig. 1.42.

$$\frac{V_o}{I_{ic}} = \frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot\frac{\beta_o R_b}{r_\pi + R_b}\cdot R_C \| \frac{R_l}{2}.$$

Ținînd seama de expresia (1.37), se poate calcula amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferențial:

$$A_{dc}\big|_{V_{id}=0} = \frac{V_{od}}{V_{ic}} = \frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot\frac{\beta_o \cdot R_C \left\| \frac{R_l}{2}\right.}{R_b + r_\pi + (\beta_o + 1)\cdot 2R_E}\cdot\frac{R_b}{r_\pi + R_b}. \tag{1.40}$$

Această amplificare de transfer poate fi exprimată în funcție de amplificarea în tensiune pe modul comun. Într-adevăr, din figura 1.42, a, rezultă

$$A_{cc} = -\frac{\beta_o R_C}{R_b + r_\pi + 2R_E(\beta_o + 1)},$$

deci

$$A_{dc} = -\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi} \cdot \frac{R_b}{r_\pi + R_b} \cdot \frac{\frac{R_l}{2}}{\frac{R_l}{2} + R_C} \cdot A_{cc}. \quad (1.41, a)$$

Relația (1.41) pune în evidență faptul că

$$|A_{dc}| \ll |A_{cc}|, \quad (1.41, b)$$

deoarece

$$\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi} \ll 1, \quad \frac{R_b}{r_\pi + R_b} \leqslant 1, \quad \frac{\frac{R_l}{2}}{\frac{R_l}{2} + R_C} \leqslant 1.$$

**1.25.** Pentru circuitul din figura 1.41 să se calculeze amplificarea de transfer de la modul diferențial la modul comun, admițînd $g_{\pi 1} \neq g_{\pi 2}$.

*Soluție.* Se utilizează tot metoda secvențială, ca și în problema precedentă, cu deosebirea că în această situație semnalul de intrare care se aplică este de mod diferențial. Se parcurg următoarele etape de calcul:

a. Se construiește circuitul echivalent simetric corespunzător valorii medii $g_\pi = (g_{\pi 1} + g_{\pi 2})/2$ și modului de excitare diferențial considerat, după cum se prezintă în figura 1.43, a.

b. Se calculează curentul mediu $I_{id}$ prin elementele $g_\pi$. Se obține

$$I_{id} = \frac{V_{id}}{R_b + r_\pi} \quad (1.42)$$

c. Se revine la circuitul asimetric, prin introducerea generatoarelor de perturbații $(\Delta g_\pi/g_\pi) \cdot I_{id}$ și $-(\Delta g_\pi/g_\pi) \cdot I_{id}$ (fig. 1.43 b). Se observă că deoarece acești curenți se închid în același sens, prin rezistența comună $R_E$ din emitoare se realizează o excitare, pe modul comun, a tranzistoarelor.

d. Pe semicircuitul de mod comun, corespunzător modului de excitare stabilit anterior, se calculează tensiunea de ieșire de mod comun, utilizînd circuitul din figura 1.43, c:

$$V_{oc} = -g_m \cdot V_1 R_C. \quad (1.43)$$

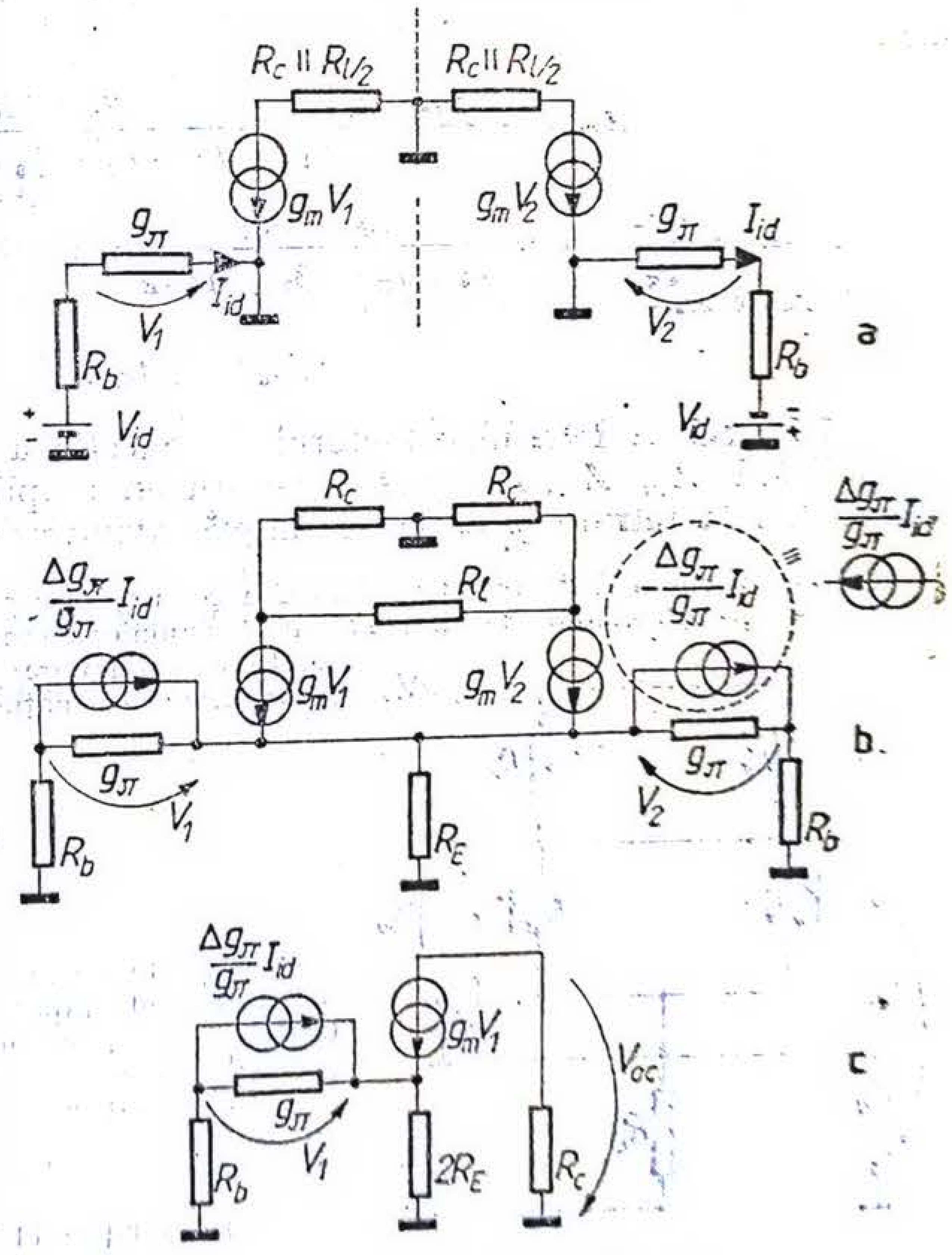



Fig. 1.43.

Pe ochiul care conţine rezistenţele $R_b$, $2R_E$ şi $r_\pi$ se poate scrie

$$\left(\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot I_{id}+\frac{V_1}{r_\pi}\right)R_b+V_1+2R_E\left(\frac{V_1}{r_\pi}+\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot I_{id}+g_mV_1\right)=0,$$

de unde

$$V_1=-\frac{\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\,I_{id}(R_b+2R_E)\,r_\pi}{r_\pi+R_b+2R_E\,(\beta_0+1)} \tag{1.44}$$

Înlocuind în relaţia (1.43) rezultă

$$\frac{V_{oc}}{I_{id}}=+\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot\frac{\beta_0R_C(R_b+2R_E)}{r_\pi+R_b+2R_E(\beta_0+1)}\cdot \tag{1.45}$$

Ţinînd seama de relaţia (1.42), se poate calcula amplificarea de transfer de la modul comun la modul diferenţial. Se obţine

$$A_{cd}=\frac{V_{oc}}{V_{id}}\bigg|_{V_{ic=0}}=\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot\frac{\beta_0R_C(R_b+2R_E)}{(R_b+r_\pi)[R_b+r_\pi+(\beta_0+1)2R_E]}\cdot \tag{1.46}$$

Se poate exprima $A_{cd}$ în funcţie de $A_{dd}$. Într-adevăr, după cum se observă din figura 1.43,a

$$A_{dd}=\frac{V_{od}}{V_{id}}=-\beta\,\frac{R_C\|R_l/2}{R_b+r_\pi},$$

deci:

$$A_{cd}=-\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\cdot\frac{R_l+R_C}{R_l}\cdot\frac{R_b+2R_E}{R_b+r_\pi+(\beta_0+1)\,2R_E}\cdot A_{dd}. \tag{1.47}$$

Deoarece $\frac{\Delta g_\pi}{g_\pi}\ll 1$ şi $\frac{R_b+2R_E}{R_b+r_\pi+(\beta_0+1)\,2R_E}\ll 1$, rezultă că pentru rezistenţe de sarcini $R_l$, diferite de zero,

$$|A_{cd}|\ll|A_{dd}|. \tag{1.48}$$

**1.26.** Să se determine factorul de rejecţie a modului comun în funcţie de amplificările $A_{dd}$, $A_{cc}$, $A_{cd}$ şi $A_{dc}$, pentru un amplificator diferenţial, comandat diferenţial la intrare şi cu ieşire simplă, avînd schema din figura 1.44.

*Soluţie.* Factorul de rejecţie a modului comun, care caracterizează capacitatea amplificatorului de a separa tensiunile de ieşire datorate tensiunilor de intrare pe modul diferenţial de cele datorate tensiunilor de intrare pe modul comun, va avea pentru această situaţie a ieşirii simple, următoarea expresie

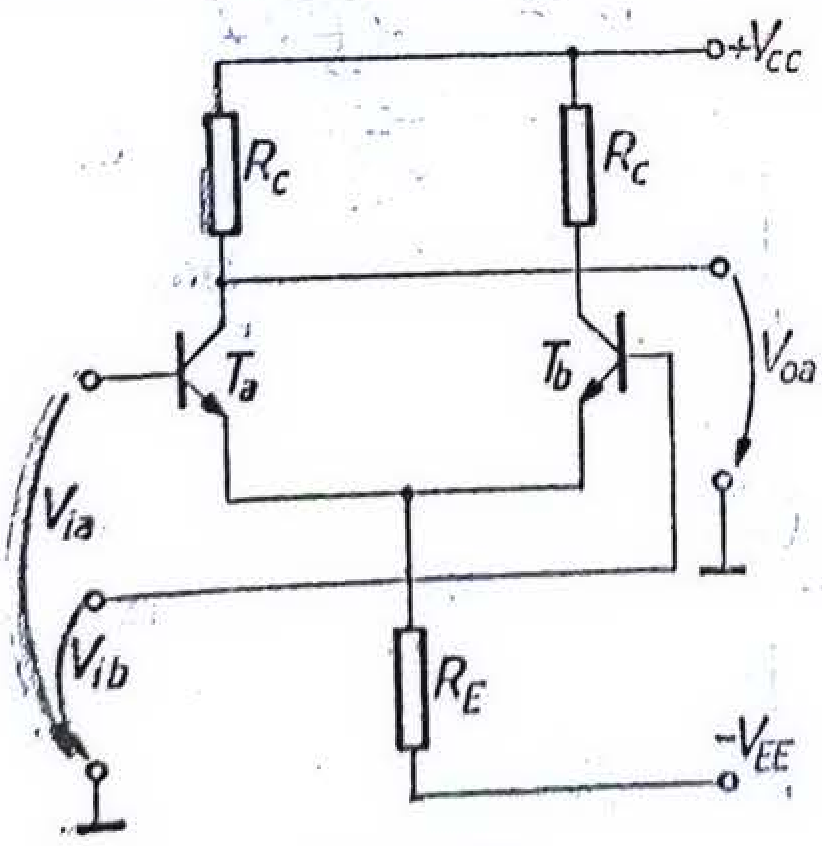


Fig. 1.44.

$$\text{RMCs}=\frac{\dfrac{V'_{oa}}{V_{id}}}{\dfrac{V''_{oa}}{V_{ic}}}, \tag{1.49}$$

unde $V'_{oa}$ este tensiunea faţă de masă pe colectorul lui $T_a$ în cazul cînd amplificatorul este comandat diferenţial la intrare, iar $V''_{oa}$ tensiunea faţă de masă pentru comandă pe modul comun la intrare.

Din relaţiile (1.3 a) şi (1.3 c) rezultă prin adunare

$$V'_{oa}=V_{id}(A_{dd}+A_{cd}). \tag{1.50}$$

Din relaţiile (1.3 b) şi (1.3 a) prin adunare se obţine

$$V''_{oa}=V_{ic}(A_{cc}+A_{dc}). \tag{1.51}$$

Înlocuind în expresia (1.49), se obține expresia factorului de rejecție a modului comun în acest caz

$$\mathrm{RMC_s} = \frac{\dfrac{V'_{oa}}{V_{id}}}{\dfrac{V''_{oa}}{V_{ic}}} = \frac{A_{dd} + A_{cd}}{A_{cc} + A_{dc}}. \qquad (1.52)$$

Deoarece conform relației (1.48) $|A_{dd}| \gg |A_{cd}|$, expresia (1.52) se mai poate scrie ca fiind

$$\mathrm{RMC_s} \cong \frac{A_{dd}}{A_{cc}\left(1 + \dfrac{A_{dc}}{A_{cc}}\right)}. \qquad (1.53, a)$$

Notind $A_{dc}/A_{cc} = K$ rezultă

$$\mathrm{RMC_s} = \frac{A_{dd}}{A_{cc}(1 + K)}. \qquad (1.53, b)$$

Conform relației (1.41, b), $|A_{dc}| \ll |A_{cc}|$ și, ca urmare, $K \ll 1$; deci se poate considera că

$$\mathrm{RMC_s} = \frac{A_{dd}}{A_{cc}}. \qquad (1.54)$$

**1.27.** Pentru un amplificator diferențial clasic, avînd schema din figura 1.44, să se calculeze raportul dintre factorul de rejecție corespunzător ieșirii diferențiale și factorul de rejecție corespunzător ieșirii simple, în funcție de amplificările specifice etajului ($A_{dd}, A_{dc}, A_{cc}, A_{cd}$).

*Soluție.* Din relațiile (1.6) și (1.53, a) se obține

$$\frac{\mathrm{RMC}}{\mathrm{RMC_s}} = \frac{\dfrac{A_{dd}}{A_{dc}}}{\dfrac{A_{dd}}{A_{cc} + A_{dc}}} = \frac{A_{cc} + A_{dc}}{A_{dc}} = \left(\frac{A_{cc}}{A_{dc}} + 1\right).$$

Deoarece $|A_{cc}| \gg |A_{dc}|$, după cum a reieșit din relația (1.41 b) rezultă $\dfrac{\mathrm{RMC}}{\mathrm{RMC_s}} \gg 1$, deci

$$\mathrm{RMC_s} \ll \mathrm{RMC}, \qquad (1.55)$$

adică factorul de rejecție în cazul ieșirii simple dintr-un amplificator diferențial este mult mai mic decît factorul de rejecție corespunzător ieșirii diferențiale.

**1.28.** Să se calculeze amplificarea în tensiune $V_{oa}/(V_{ia} - V_{ib})$, a unui etaj diferențial cu ieșire simplă, avînd schema din figura 1.44. Să se exprime rezultatul în funcție de amplificarea în tensiune pentru ieșire diferențială, $A_{dd}$. Se va considera etajul perfect simetric.

*Soluție.* Prin definiție, așa cum rezultă din relația (1.3 a),

$$A_{dd} = \frac{\dfrac{V_{oa} - V_{ob}}{2}}{\dfrac{V_{ia} - V_{ib}}{2}}.$$

Pentru o excitare diferențială tensiunile $V_{oa}$ și $V_{ob}$ sînt egale în modul, dar în antifază, deci $V_{oa} - V_{ob} = 2V_{oa}$. Prin înlocuirea în relația de definiție rezultă

$$A_{dd} = \frac{2V_{oa}}{V_{ia} - V_{ib}} = 2A_{ds},$$

unde $A_{ds}$ este amplificarea etajului corespunzătoare cazului în care ieşirea se face numai din colectorul tranzistorului $T_a$, deci tensiunea de ieşire este $V_{oa}$. Rezultă

$$A_{ds} = \frac{A_{dd}}{2}, \tag{1.56}$$

deci amplificarea se reduce la jumătate față de situația corespunzătoare ieşirii diferenţiale.

Deoarece pentru schema din figura 1.44

$$A_{dd} = -\frac{\beta R_C}{r_x + r_\pi} = -g_m R_C, \tag{1.57}$$

rezultă

$$A_{ds} = -\frac{1}{2} g_m R_C. \tag{1.58}$$

**1.29.** Amplificatorul diferenţial din figura 1.45 are o sarcină activă de tip diodă-tranzistor. Să se arate că această configuraţie permite obţinerea tensiunii de ieşire corespunzătoare ieşirii diferenţiale, deşi ieşirea se face asimetric, adică dintr-un singur colector. Se va admite $r_\mu = \infty$ şi $r_o \gg R_l$.

Să se calculeze tensiunea de ieşire în funcţie de tensiunea de intrare $V_i$.

*Soluţie.* În figura 1.46 se arată schema de curent alternativ a configuraţiei din figura 1.45, corespunzătoare excitării diferenţiale. Deoarece circuitul nu este perfect simetric, analiza sa pe baza semicircuitelor nu mai este posibilă.

Excitarea diferenţială corespunde aplicării a două semnale egale şi în antifază, $+V_i/2$ şi $-V_i/2$, pe cele două baze în raport cu masa.

Prin aplicarea tensiunii $+V_i/2$ pe baza lui $T_1$, în colectorul său rezultă un curent $g_m(V_i/2)$, având sensul din figură, care se regăseşte cu aceeaşi valoare şi acelaşi sens în colectorul tranzistorului $T$, datorită oglinzii de curent realizată de configuraţia diodă-tranzistor $D-T$.

Aplicarea tensiunii $-V_i/2$ pe baza lui $T_2$ produce un curent $g_m(V_i/2)$ egal în modul cu curentul de colector al tranzistorului $T_1$, dar de sens opus, după cum se arată în figura 1.46.

Atunci în nodul $A$ rezultă $I_l = 2g_m \frac{V_i}{2} = g_m V_i$, deci tensiunea de ieşire este $V_o = I_l R_l = g_m R_l V_i$.

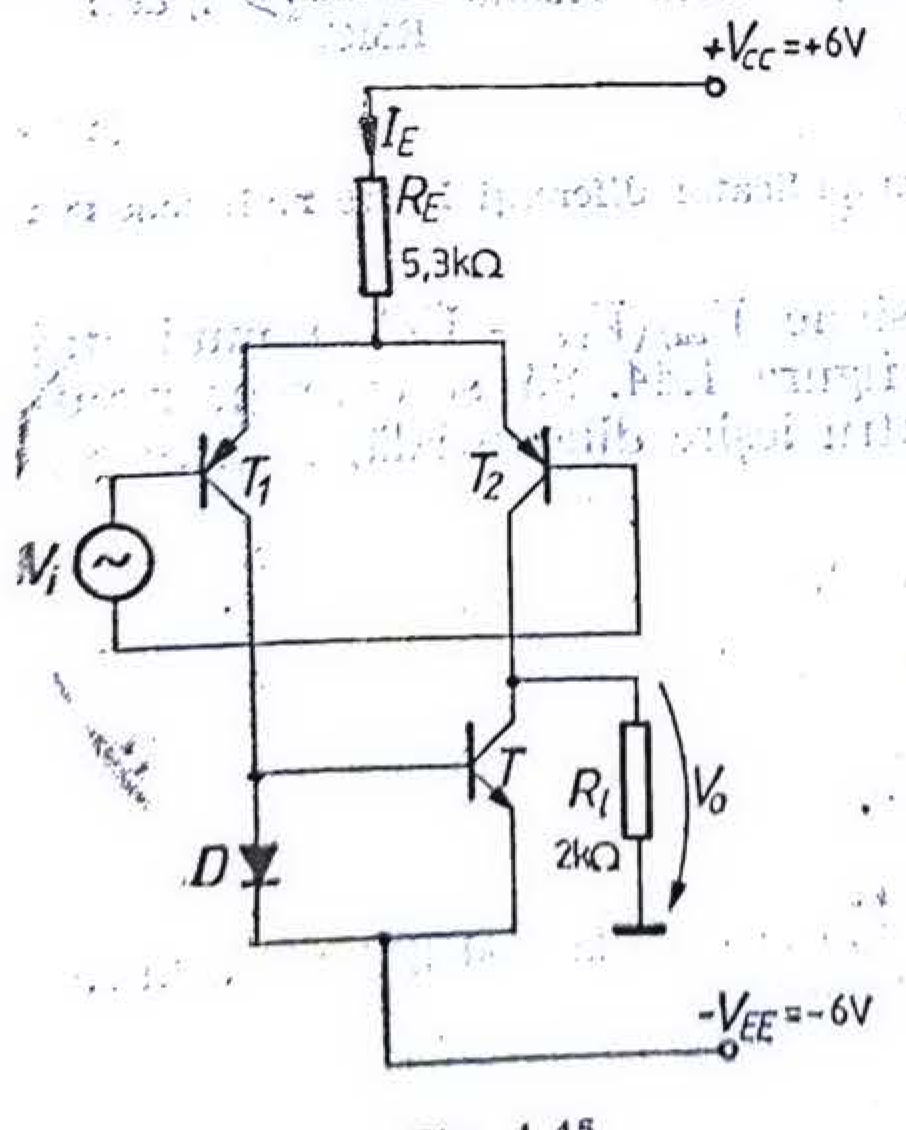



Fig. 1.45.

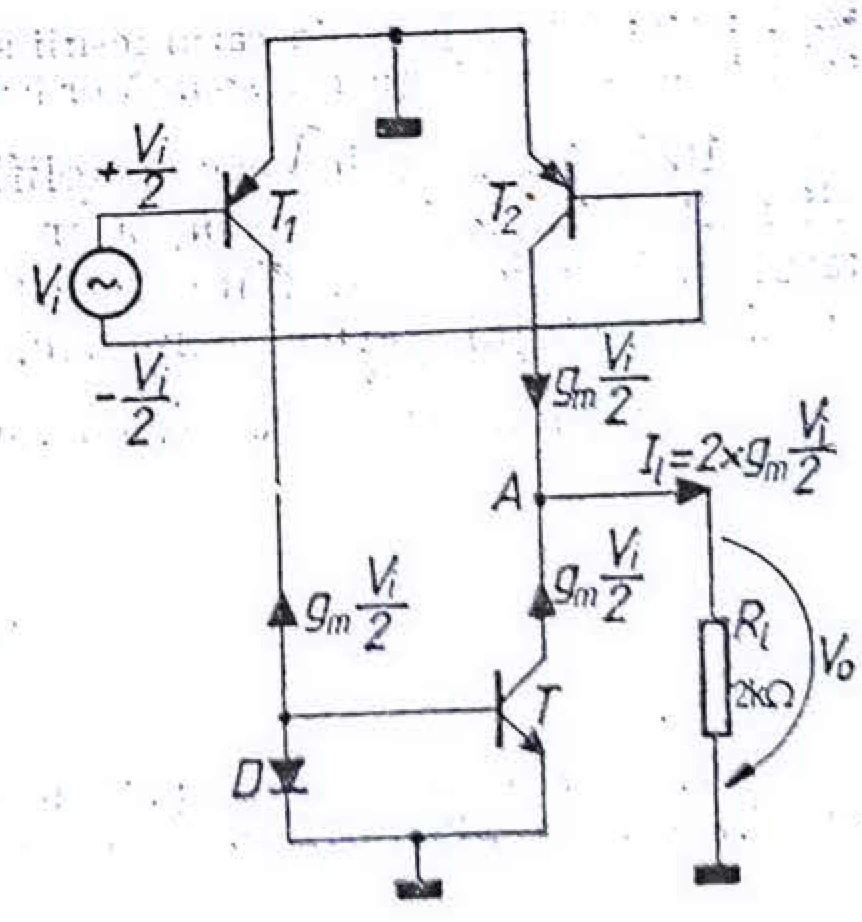



Fig. 1.46.

Ca urmare, amplificarea în tensiune a etajului va fi

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = g_m R_l, \tag{1.59}$$

deci, în conformitate cu relația (1.57), egală cu amplificarea diferențială în modul, deşi ieşirea este asimetrică, adică între un colector şi masă.

Pentru calculul valorii amplificării este necesară determinarea pantei $g_m$. Din analiza în curent continuu rezultă:

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E} = \frac{6 - 0,7}{5,3} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{I_E}{2} = 0,5 \text{ mA},$$

$$g_{m1} = \frac{qI_{C1}}{kT} = 20 \text{ mA/V}.$$

Ca urmare:

$$A_v = g_m R_l = 20 \cdot 2 = 40.$$

**1.30.** Se consideră schema din figura 1.47, în care $R_1 = R_2$. Să se arate că intrarea în tranzistorul $T_4$ este excitată de întregul semnal diferențial dintre colectoarele tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$.

*Soluție.* Fie $\Delta V_A$ variația tensiunii de colector a tranzistorului $T_1$ față de masă, datorată tensiunii de comandă de intrare. Se poate scrie

$$\Delta V_A = \Delta V_{R_1} + \Delta V_{E5}, \tag{1.60}$$

unde $\Delta V_{R_1}$ este variația tensiunii la bornele rezistenței $R_1$, iar $\Delta V_{E5}$ este variația tensiunii față de masă pe emitorul tranzistorului $T_5$. Pe de altă parte, $\Delta V_{E5} = -|A_{v3,5}| \cdot \Delta V_A$, unde $|A_{v3,5}|$ este modulul amplificării în tensiune realizate cu tranzistoarele $T_3$ şi $T_5$. Prin urmare

$$\Delta V_A = -\frac{\Delta V_{E5}}{|A_{v3,5}|}$$

şi înlocuind în relația (1.60) rezultă $\Delta V_{E5} = -|A_{v3,5}| \Delta V_{R1} - |A_{v3,5}| \Delta V_{E5}$, de unde

$$\Delta V_{E5} = \frac{-|A_{v3,5}|}{1 + |A_{v3,5}|} \cdot \Delta V_{R1}$$

Dacă amplificarea $A_{v3,5}$ este mare în modul, se poate considera

$$\Delta V_{E5} = -\Delta V_{R1}. \tag{1.61}$$

Similar se poate exprima variația tensiunii de colector a tranzistorului $T_2$, $\Delta V_B$, față de masă ca fiind:

$$\Delta V_B = \Delta V_{R_2} + \Delta V_{E5}, \tag{1.62}$$

unde $\Delta V_{R_2}$ reprezintă variația tensiunii la bornele rezistenței $T_2$. Datorită comenzii diferențiale aplicate la intrare, se poate scrie

$$\Delta V_{R_2} = -\Delta V_{R_1}. \tag{1.63}$$

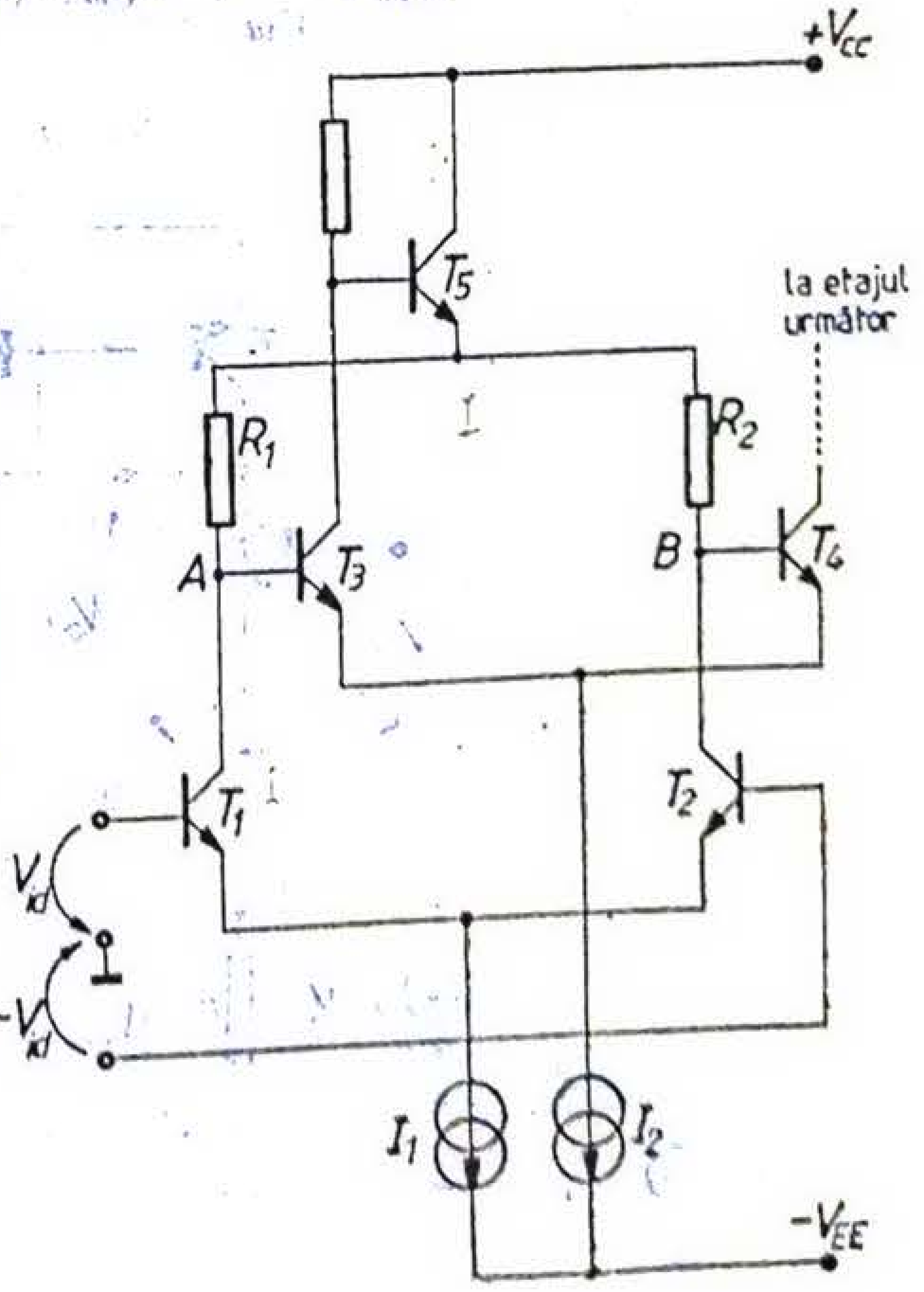



Fig. 1.47.

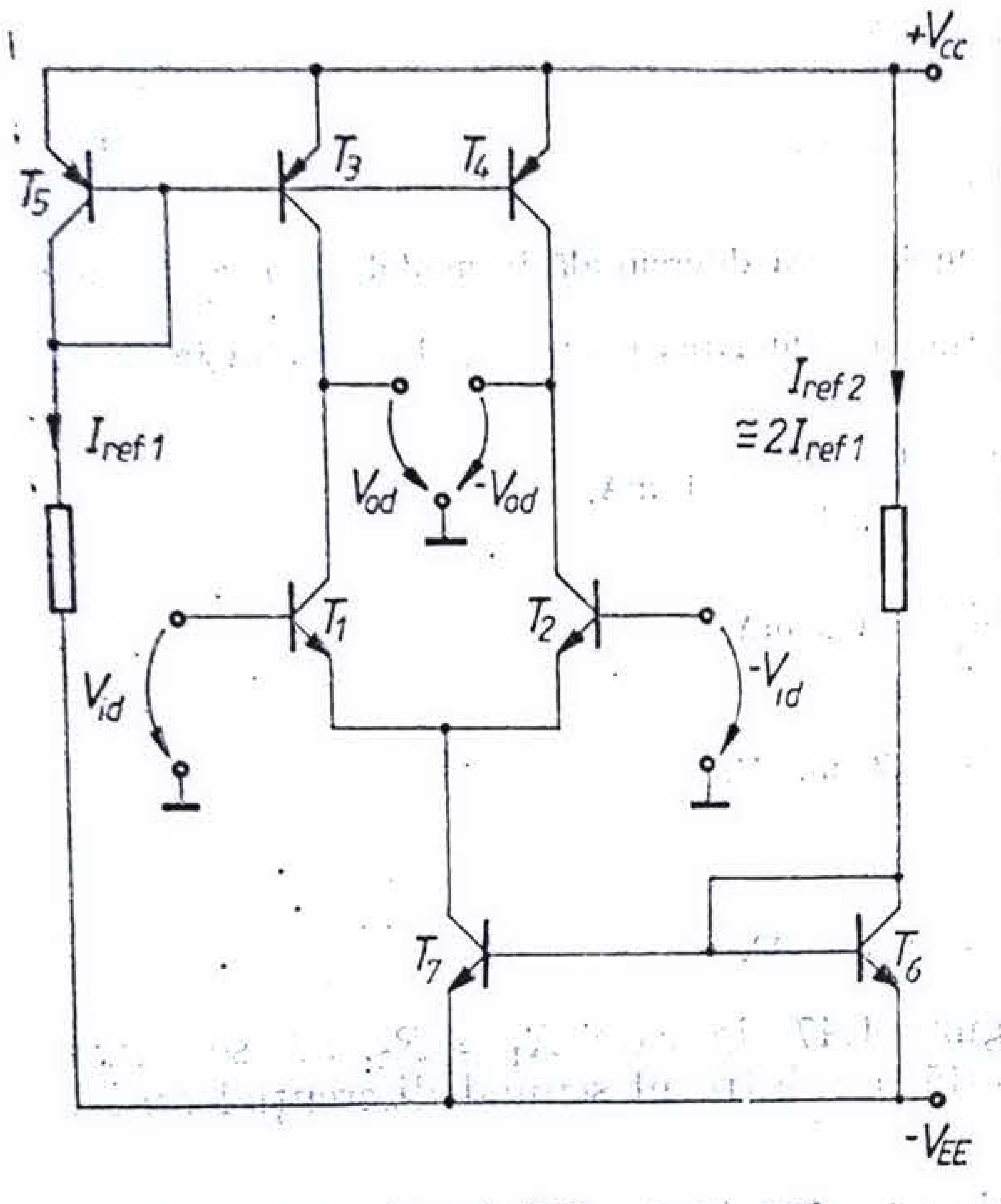



Fig. 1.48.

Înlocuind relațiile (1.61) și (1.63) în relația (1.62), rezultă $\Delta V_B = -2\Delta V_{R1}$, deci tensiunea de comandă aplicată pe baza tranzistorului $T_4$ este egală cu tensiunea dintre punctele $A$ și $B$, deci cu tensiunea totală de ieșire din amplificatorul diferențial realizat cu $T_1$ și $T_2$, eliminînd astfel efectul de înjumătățire a amplificării care apare de obicei în cazul ieșirii asimetrice.

**1.31.** Se consideră schema de amplificator diferențial cu sarcină activă din figura 1.48. Să se exprime amplificarea în tensiune diferențială $V_{od}/V_{id}$ și rezistența de ieșire în funcție de parametrii tranzistoarelor, $\eta_{npn}$, $r_{onpn}$, $\eta_{pnp}$ și $r_{opnp}$. Se consideră tranzistoarele din cele două jumătăți ale schemei perfect simetrice și $r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul diferențial este arătat în figura 1.49, a, căruia îi corespunde circuitul echivalent de semnal mic, reprezentat în figura 1.49, b.

Deoarece tensiunea $V_3$ la bornele rezistenței $r_{\pi 3}$ este zero, rezultă imediat

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -g_{m1} \cdot (r_{o1} \parallel r_{o3}) = -\frac{g_{m1}}{\dfrac{1}{r_{o1}} + \dfrac{1}{r_{o3}}}, \tag{1.64}$$

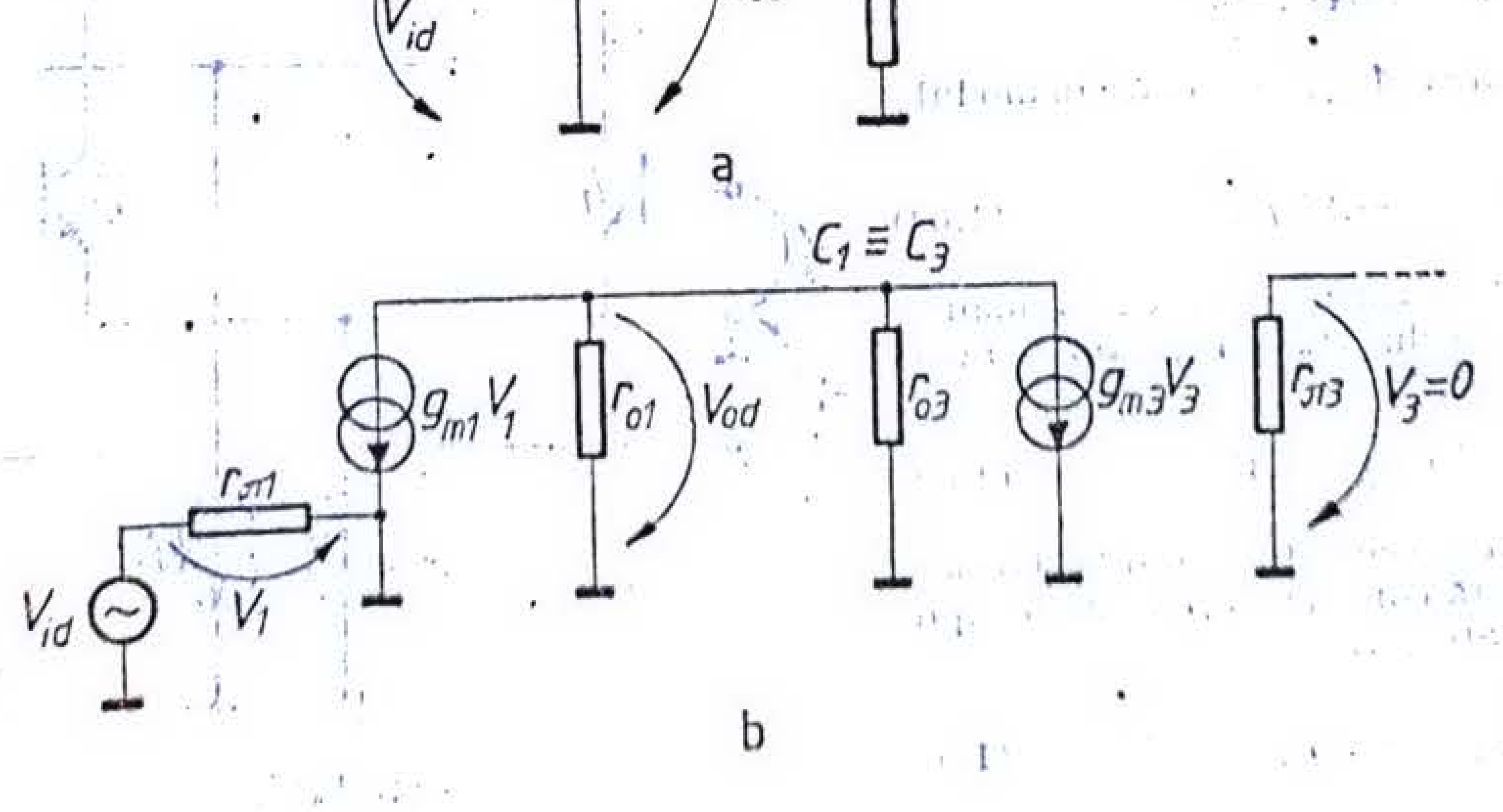



Fig. 1.49.

unde, conform relației (1.17),

$$\frac{1}{r_{o1}} = \eta_{npn} \cdot g_{m1}, \qquad \frac{1}{r_{o3}} = \eta_{pnp} \cdot g_{m3}.$$

Deoarece tranzistoarele $T_1$ și $T_3$ lucrează la același curent de colector $g_{m1} = g_{m3}$, atunci înlocuind în relația (1.64) rezultă

$$A_{dd} = -\frac{1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}}.$$

Din figura 1.49, b se observă imediat că rezistența de ieșire este

$$R_o = r_{o_{npn}} \| r_{o_{pnp}}.$$

**1.32.** În figura 1.50, a s-a reprezentat semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur a unui amplificator diferențial realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitor comun avînd ca sarcină un generator de curent constant de rezistență internă infinită. Să se calculeze amplificarea în tensiune, rezistența de intrare și transrezistența. Se va ține seama de rezistențele $r_\mu$ și $r_o$ ale tranzistorului.

*Soluție.* În figura 1.50, b s-a reprezentat circuitul echivalent de semnal mic, necesar pentru calculul amplificării diferențiale.

În nodul de ieșire, $g_m V_{id} + g_o V_{od} + g_\mu(V_{od} - V_{id}) = 0$, de unde rezultă imediat

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -\frac{g_m - g_\mu}{g_o + g_\mu} \tag{1.65}$$

și, deoarece $g_\mu \ll g_o$ și $g_\mu \ll g_m$, după cum rezultă din relațiile (1.17) și (1.18), se poate scrie

$$A_{dd} = \frac{V_{od}}{V_{id}} \cong -\frac{g_m}{g_o} = -g_m r_o. \tag{1.66}$$

Întrucît $r_o \cong 1/(\eta \cdot g_m)$, după cum s-a precizat în relația (1.17), atunci se obține

$$A_{dd} = -\frac{1}{\eta}. \tag{1.67}$$

Deoarece valorile tipice pentru $\eta$ sînt cuprinse între $10^{-3}$ și $10^{-4}$, se pot obține amplificări în tensiune de $10^3 \div 10^4$.

Curentul de intrare poate fi calculat astfel:

$$I_{id} = V_{id}(g_\pi + g_\mu) - g_\mu V_{od}.$$

Înlocuind valoarea tensiunii $V_{od}$ în funcție de $V_{id}$, (utilizînd relația (1.66)) se obține

$$I_{id} = V_{id}(g_\pi + g_\mu + g_m g_\mu r_o).$$

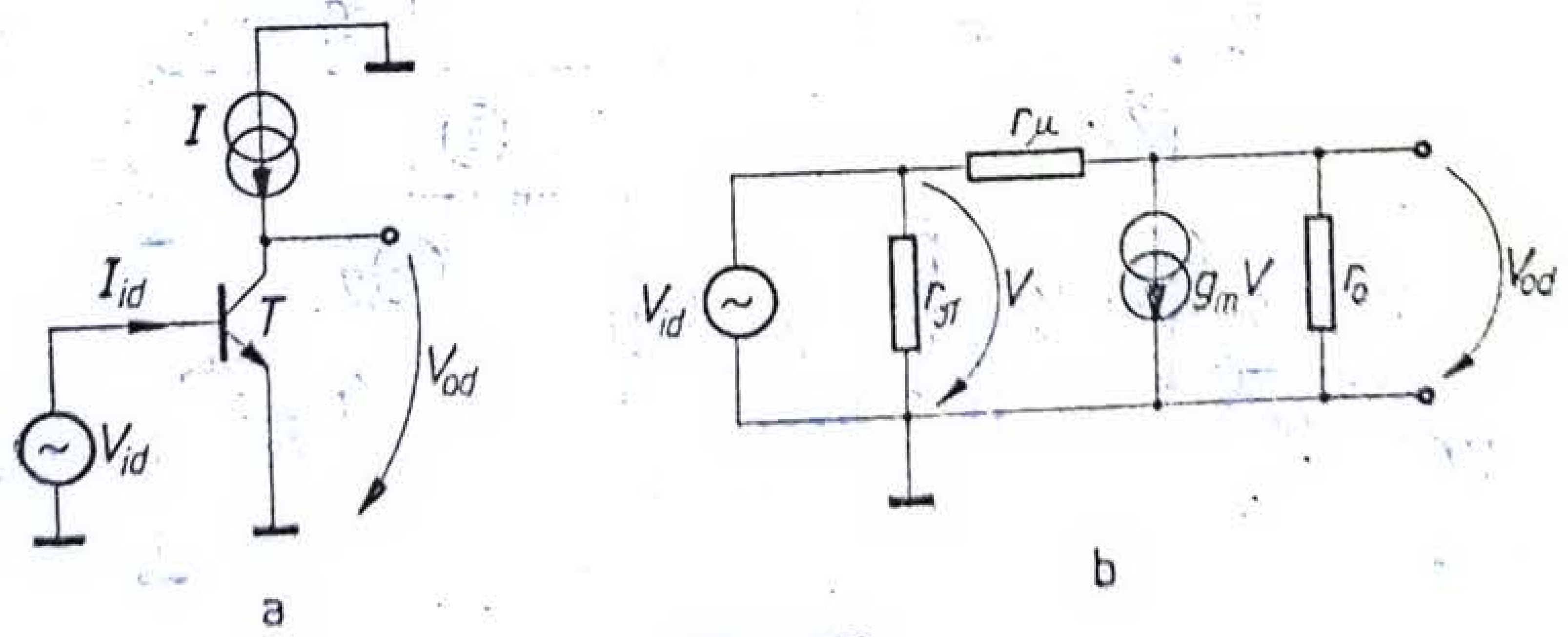



Fig. 1.50.

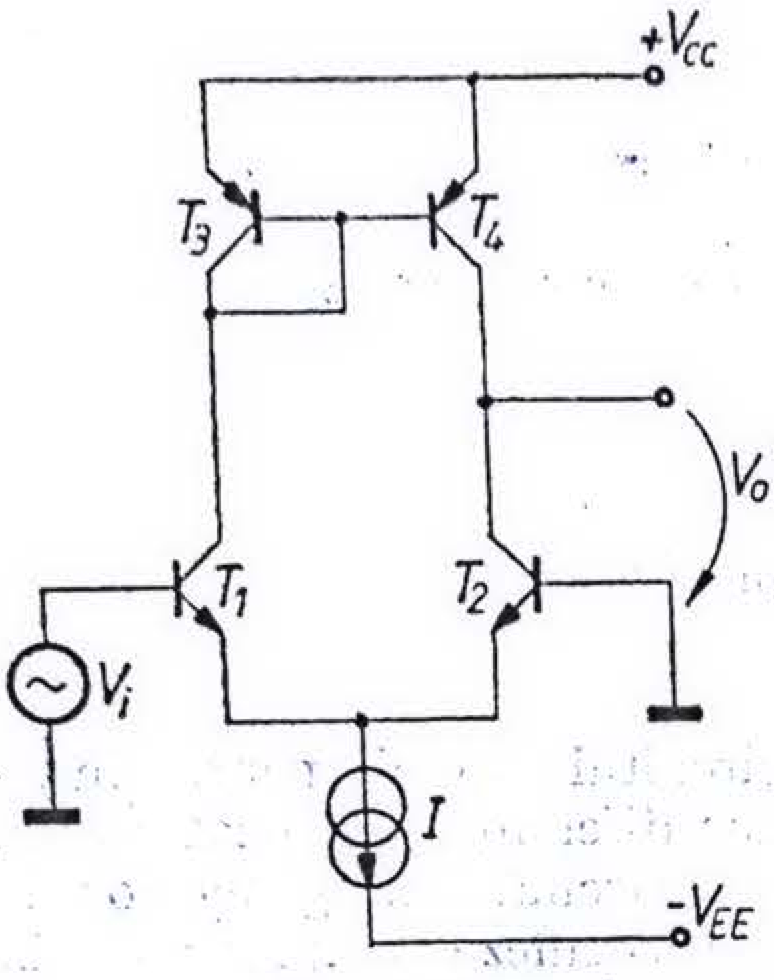


Fig. 1.51.

Observînd că, în conformitate cu relațiile (1.16), (1.17) și (1.18), $g_m g_\mu r_o = g_\pi$, rezultă

$$R_i = \frac{V_{id}}{I_{id}} = \frac{r_\pi}{2}, \qquad (1.68)$$

ceea ce arată că utilizarea sursei de curent constant ca sarcină pentru un etaj de amplificare în conexiunea emitor comun înjumătățește valoarea rezistenței de intrare comparativ cu valoarea care s-ar obține pentru cazul utilizării unei rezistențe de sarcină de valoare moderată; aceasta se datorează faptului că cei doi curenți care trec prin $r_\pi$ și $r_\mu$ sînt egali pentru această configurație cu amplificare în tensiune foarte mare.

Din relația (1.68) se obține $V_i = \frac{r_\pi}{2} I_i$ și înlocuind în relația (1.66) rezultă

$$A_Z = \frac{V_{od}}{I_{id}} = -\frac{r_\pi g_m r_o}{2} = -\frac{\beta r_o}{2} = -\frac{r_\mu}{2}. \qquad (1.69)$$

**1.33.** În figura 1.51 se indică schema unui amplificator diferențial avînd ca sarcină o oglindă de curent de tip diodă-tranzistor. Să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ și rezistența de ieșire în funcție de parametrii tranzistoarelor, $r_o$, $\beta$ și $\eta$, utilizînd circuitul echivalent de semnal mic.

Se va admite $r_\mu = \infty$ și se va presupune că tranzistoarele au același $\beta_o$.

*Soluție.* Deoarece circuitul nu este simetric, se va utiliza circuitul echivalent de semnal mic din figura 1.52.

În nodul 1 se poate scrie

$$\frac{V_i - V}{r_{\pi 1}}(1 + \beta_0) + \frac{V_2 - V_1}{r_{o1}} + \frac{V_3 - V_1}{r_{o2}} - \frac{V_1}{r_{\pi 2}}(1 + \beta_o) = 0,$$

unde $V_1$, $V_2$ și $V_3$ sînt tensiunile față de masă în nodurile 1, 2 și respectiv, 3.

Relația precedentă se poate rescrie sub forma

$$-V_1\left(\frac{1+\beta_o}{r_{\pi 1}} + \frac{1+\beta_0}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{r_{o2}}\right) + \frac{V_2}{r_{o1}} + \frac{V_3}{r_{o2}} = -\frac{V_i}{r_{\pi 1}}(\beta_o + 1). \qquad (1.70)$$

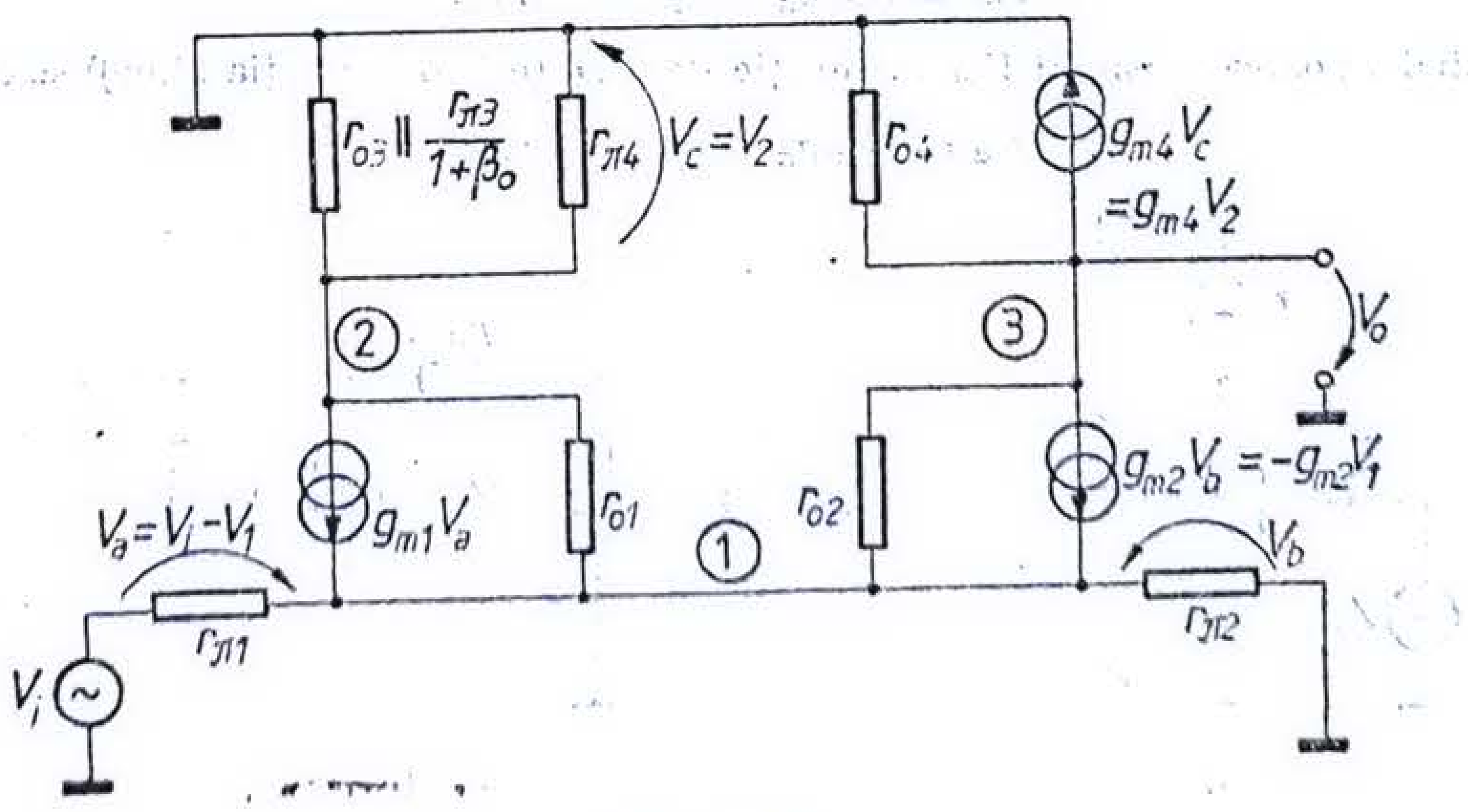


Fig. 1.52.

Înainte de a scrie ecuația în nodul 2, se observă că rezistența dintre nodul 2 și $+V_{CC}$ este

$$r_{o3} \| \frac{r_{\pi 3}}{1+\beta_o} \cong \frac{r_{\pi 3}}{\beta_o} = \frac{1}{g_{m3}},$$

în ipoteza că $\beta_o$ și $r_{o3}$ au valori mari. Deci în nodul 2 rezultă

$$\frac{V_2}{\frac{1}{g_{m3}}} + \frac{V_2 - V_1}{r_{o1}} + (V_i - V_1)\, g_{m1} = 0$$

sau

$$-V_1\left(\frac{1}{r_{o1}} + g_{m1}\right) + V_2\left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{\frac{1}{g_{m3}}}\right) = -g_{m1}V_i. \qquad (1.71)$$

Însumînd curenții din nodul 3 se obține

$$\frac{V_3}{r_{o4}} + g_{m4}V_2 + \frac{V_3 - V_1}{r_{o2}} - g_{m2}V_1 = 0$$

sau

$$-V_1\left(g_{m2} + \frac{1}{r_{o2}}\right) + V_2 g_{m4} + V_3\left(\frac{1}{r_{o4}} + \frac{1}{r_{o2}}\right) = 0. \qquad (1.72)$$

Ecuațiile (1.71) și (1.72) se pot folosi pentru a elimina $V_1$ și $V_2$ din relația (1.70).

În continuare, deoarece tranzistoarele au același $\beta$ și deoarece prin ele circulă curenți egali, rezultă $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$. Admițind și că $(1/r_o) \ll g_m$, din relația (1.70) se obține

$$V_3 = \frac{g_m V_i}{\frac{1}{r_{o_{npn}}} + \frac{1}{r_{o_{pnp}}}} = g_m(r_{o_{npn}} \| r_{o_{pnp}})\, V_i,$$

unde $r_{o_{npn}} = r_{o1} = r_{o2}$ și $r_{o_{pnp}} = r_{o4}$. Deoarece $V_3 = V_o$, rezultă

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = g_m r_{o_{npn}} \| r_{o_{pnp}} = \frac{1}{\eta_{pnp} + \eta_{npn}}, \qquad (1.73)$$

deci același rezultat ca în problemele 1.29 și 1.31, ceea ce pune în evidență faptul că prin utilizarea oglinzii de curent, deși ieșirea din amplificator este asimetrică, amplificarea în tensiune nu se înjumătățește.

Pentru calculul rezistenței de ieșire se utilizează circuitul echivalent din figura 1.53, în care s-a pasivat intrarea și s-a aplicat din exterior generatorul de tensiune $V_x$, urmînd a determina curentul $I_x$:

$$I_x = I_{x1} + I_{x2} + I_{x3} + I_{x4}.$$

Din circuitul din figura 1.53 rezultă $I_{x1} = \frac{V_x}{r_{o4}}$.

În continuare calculele se pot simplifica, dacă se ține seama de următoarele: rezistența „văzută" de $T_2$ în emitorul său este $r_{\pi 1}/\beta_1 = 1/g_{m1}$, deci rezistența totală, efectivă, de ieșire din colectorul lui $T_2$ va fi, în conformitate cu relația (1.25):

$$R_{o2} \cong r_{o2}\left(1 + \frac{\beta\frac{1}{g_{m1}}}{r_{\pi 2} + \frac{1}{g_{m1}}}\right) \cong r_{o2}\left(1 + \frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 2}}\right) = 2r_{o2},$$

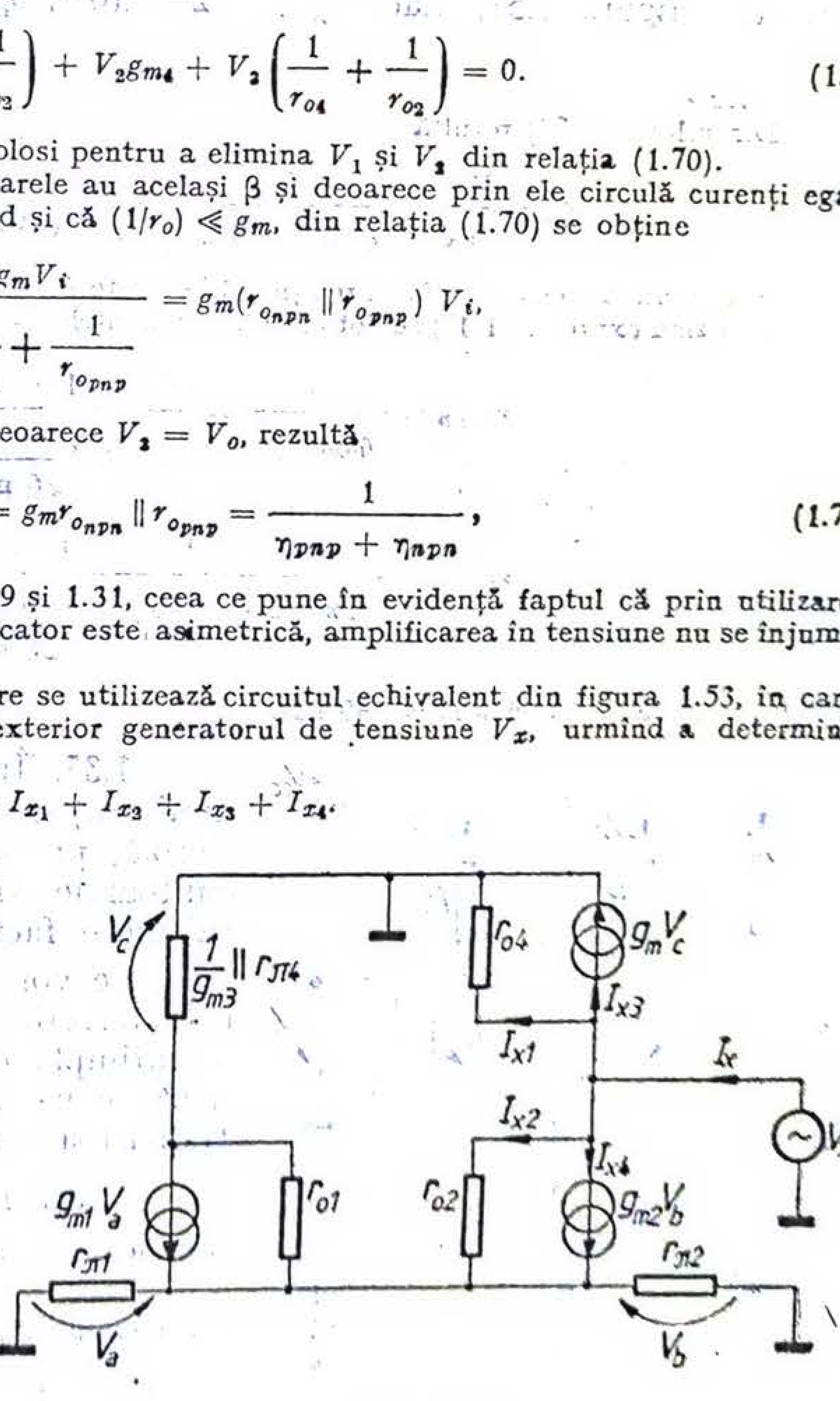



Fig. 1.53.

deoarece $r_{\pi 1} = r_{\pi 2}$. Ca urmare,

$$I_{x2} + I_{x4} = \frac{V_x}{2r_{o2}}.$$

Acest curent este pompat în emitorul lui $T_1$ şi trece prin $T_3$ şi $T_4$ cu amplificare **unitară**, producînd curentul $I_{x3} = I_{x2} + I_{x4} = \frac{V_x}{2r_{o2}}$, deci

$$I_x = I_{x1} + I_{x2} + I_{x3} + I_{x4} = V_x\left(\frac{1}{r_{o4}} + \frac{1}{r_{o2}}\right)$$

şi deci rezistenţa de ieşire va fi

$$R_o = \frac{|V_x|}{I_x} = \frac{1}{\dfrac{1}{r_{onpn}} + \dfrac{1}{r_{opnp}}} = r_{onpn} \| r_{opnp}. \qquad (1.74)$$

**1.34.** Să se calculeze amplificarea în tensiune şi rezistenţa de ieşire a circuitului din figura 1.51, dacă $\eta_{npn} = 2 \times 10^{-4}$, $\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4}$, iar $I = 100\ \mu A$.

*Soluţie*
Din relaţia (1.73) rezultă

$$A_v = \frac{|V_o|}{V_i} = \frac{1}{\eta_{pnp} + \eta_{npn}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} + 5 \cdot 10^{-4}} = 1\,400.$$

Rezistenţa de ieşire, conform relaţiei (1.74), este $R_o = r_{onpn} \| r_{opnp}$.
Utilizînd expresia (1.17) se pot calcula rezistenţele $r_{onpn}$ şi $r_{opnp}$:

$$r_{onpn} = \frac{1}{\eta_{npn} \cdot g_m} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4}\ \dfrac{50\ \mu A}{26\ mV}} = 2{,}6\ M\Omega,$$

$$r_{opnp} = \frac{1}{\eta_{pnp} \cdot g_m} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-4}\ \dfrac{50\ \mu A}{26\ mV}} = 1{,}04\ M\Omega,$$

deci $R_o = 2{,}6\ M\Omega \| 1{,}04\ M\Omega = 740\ k\Omega$.

**1.35.** În figura 1.54 se prezintă schema unui etaj de amplificare diferenţial cu ieşire simplă, prevăzut cu generator de curent în emitoarele tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$. Să se calculeze factorul de rejecţie a modului comun.

Se vor presupune tranzistoarele identice, caracterizate prin $\beta$ şi $\eta$, avînd $r_\mu = \infty$. Ce se întîmplă cu valoarea factorului de rejecţie dacă se va folosi ca sarcină pentru cele două tranzistoare o oglindă de curent?

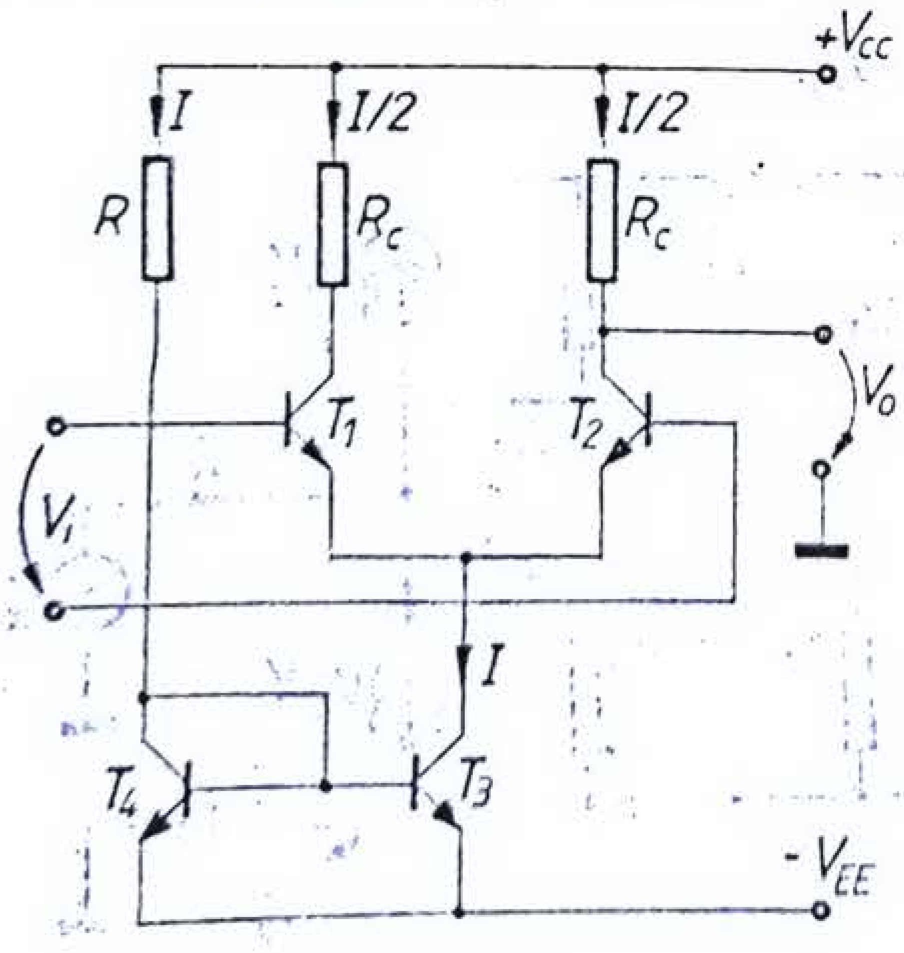


Fig. 1.54.

*Soluţie.* După cum s-a arătat în problema 1.26, în cazul ieşirii asimetrice $RMC = \frac{A_{dd}}{A_{cc}}$. Pentru schema considerată, $A_{dd} = -\frac{\beta R_C}{r_{\pi 1}} = -g_{m1} R_C$, unde $g_{m1}$ este panta tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$, corespunzătoare curentului $I/2$.

Amplificarea pe modul comun este

$$A_{cc} = -\frac{\beta R_C}{r_\pi + \beta \cdot 2r_{o3}} \cong -\frac{R_C}{2r_{o3}},$$

unde $r_{o3}$ este rezistența de ieșire a tranzistorului $T_3$ corespunzătoare curentului $I$. Rezultă $RMC = g_{m1} \cdot 2r_{o3}$.

Deoarece curentul de colector al tranzistorului $T_3$ este dublul curentului de colector al tranzistoarelor $T_1$ sau $T_2$, atunci $r_{o3} = \frac{r_{o1}}{2}$, deci

$$RMC = g_{m1} r_{o1} = \frac{1}{\eta_1}, \tag{1.75}$$

conform relației (1.17).

Schema corespunzătoare utilizării drept sarcină a unei oglinzi de curent este prezentată în figura 1.55. Aplicarea unei tensiuni de mod comun la intrare va modifica valoarea curentului de polarizare $I$ datorită valorii finite a rezistenței de ieșire a sursei de curent. Aceasta va atrage după sine o modificare a curentului $I_{C2}$ și o modificare identică a curentului $I_{C1}$. Modificarea curentului $I_{C1}$ va modifica curenții prin tranzistoarele *pnp* ale oglinzii de curent, ceea ce, în conformitate cu cele expuse anterior, va compensa modificarea inițială a curentului $I_{C2}$ și, ca urmare, tensiunea de ieșire nu se va modifica atunci cînd la intrare se aplică un semnal de mod comun.

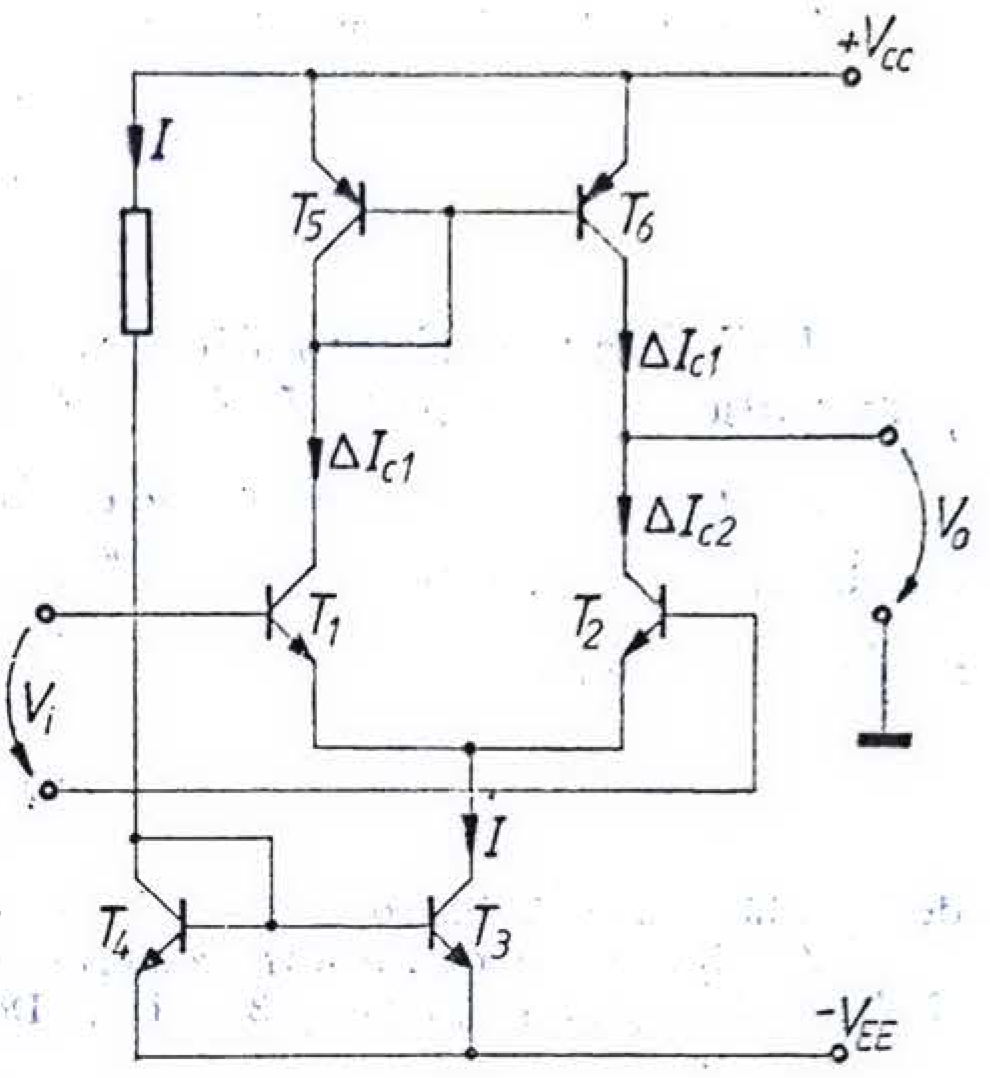


Fig. 1.55.

În concluzie, etajul cu sarcină activă din figura 1.55 are o rejecție a modului comun mult mai bună decît etajul cu sarcini rezistive din figura 1.54.

**1.36.** Un amplificator operațional folosește în etajul diferențial de intrare un tranzistor compus, realizat dintr-un tranzistor, în conexiunea colector comun, în cascadă cu un tranzistor în conexiunea emitor comun, după cum se arată în figura 1.56. Să se determine rezistența de intrare echivalentă, $r_{\pi c}$, a tranzistorului compus și panta echivalentă $g_{mc}$ a tranzistorului compus.

Se va considera că tranzistoarele au același β. Se admite $r_o = r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Deoarece rezistența între emitorul lui $T_1$ și masă este $r_{\pi 2}$, rezultă că rezistența de intrare $V_i/I_i$, adică rezistența $r_{\pi c}$ a tranzistorului compus, echivalent tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$, va fi

$$r_{\pi c} = \frac{V_i}{I_i} = r_{\pi 1} + (\beta + 1)\, r_{\pi 2}. \tag{1.76}$$

Pentru calculul pantei echivalente a tranzistorului compus se **utilizează circuitul echivalent**, de semnal mic, din figura 1.57, din care rezultă $I_o = g_{m2} V_2$, unde

$$V_2 = \frac{(\beta + 1)\, r_{\pi 2}}{r_{\pi 1} + (\beta + 1)\, r_{\pi 2}} V_i.$$

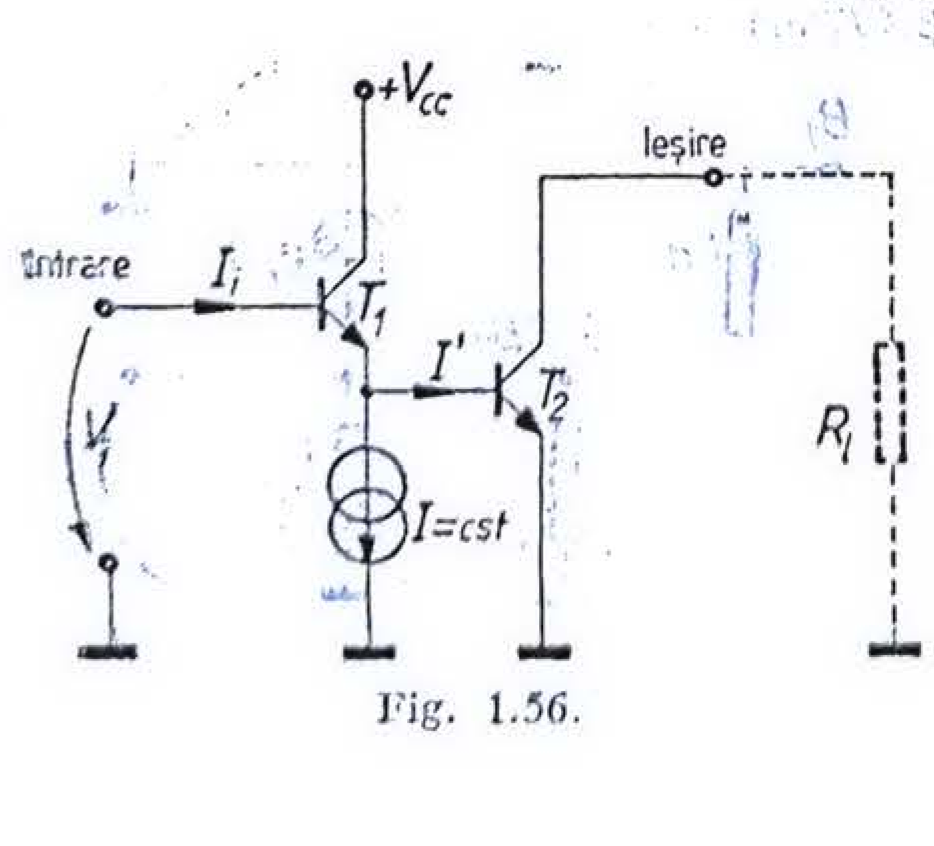


Fig. 1.56.

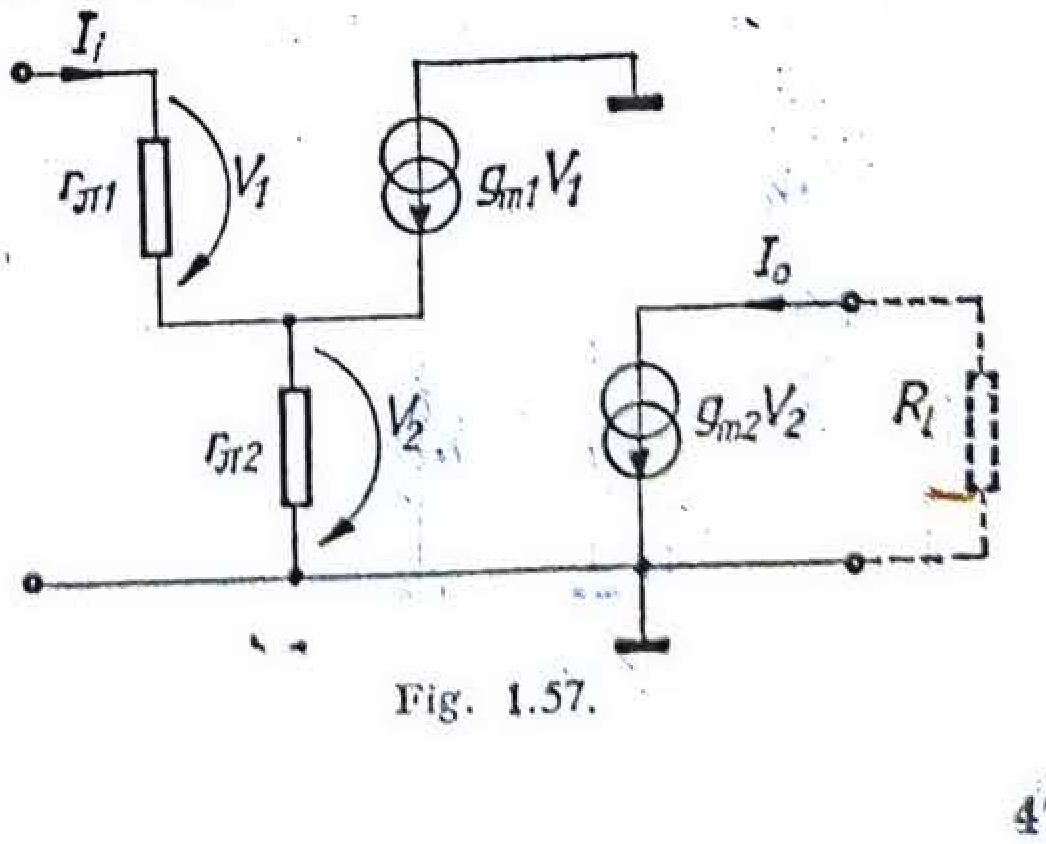


Fig. 1.57.

Atunci panta echivalentă a tranzistorului compus va fi

$$g_{mc} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{g_{m2}}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 2}(\beta + 1)}}. \qquad (1.77)$$

**1.37.** Pentru schema din figura 1.56 să se determine panta echivalentă $I_o/V_i$ și amplificarea în curent $I_o/I_i$, dacă valoarea curentului de polarizare $I$ este nulă.

*Soluție.* Dacă $I = 0$, curentul de emitor al tranzistorului $T_1$ este egal cu curentul de bază al tranzistorului $T_2$, deci $I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta + 1}$, sau $\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1}{\beta + 1}$ respectiv $\frac{r_{\pi 1}}{r_{\pi 2}} = \beta + 1$. Înlocuind în relația (1.77) rezultă

$$g_{mc} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{g_{m2}}{2}, \qquad (1.78)$$

deci panta tranzistorului compus echivalent este jumătate din panta tranzistorului $T_2$.

Amplificarea în curent a tranzistorului compus echivalent se deduce din figura 1.56, observînd că $I_o = \beta I' = \beta[(\beta + 1) I_i] = \beta(\beta + 1) I_i$. Deci amplificarea în curent a tranzistorului compus este

$$\beta_c = \frac{I_o}{I_i} = \beta(\beta + 1).$$

**1.38.** În figura 1.58 s-a reprezentat semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial a unui amplificator diferențial. Semicircuitul cuprinde un tranzistor în conexiunea cu colectorul comun, în cascadă cu un tranzistor lucrînd în conexiunea cu emitorul comun, avînd drept sarcină un generator de curent constant ideal (de rezistență internă infinită). Să se determine rezistența de intrare $V_i/I_i$, amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ și transrezistența $V_o/I_i$. Tranzistoarele sînt caracterizate prin $\beta_1$, $\beta_2$, $\eta_1$ și $\eta_2$. Se va admite $r_o, r_\mu \neq \infty$.

*Soluție.* Rezolvarea problemei poate fi simplificată folosind rezultatele obținute în problema 1.32, în care s-a arătat, după cum reiese din relația (1.68), că rezistența de intrare în baza tranzistorului $T_2$, aflat în conexiunea cu emitor comun, este $r_{\pi 2}/2$.

Funcția de transfer $V_o/V_i$ poate fi deci calculată introducînd în emitorul tranzistorului $T_1$ rezistența echivalentă de intrare $r_{\pi 2}/2$, după cum se arată în figura 1.59; se observă că deoarece cîștigul acestui tranzistor $T_1$ este mic, s-a putut neglija rezistența $r_{o1}$. Se obține

$$\frac{V_2}{V_i} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{r_{\pi 2}}{2r_{\pi 1}} + \frac{g_{m1} r_{\pi 2}}{2}}. \qquad (1.79)$$

Pentru circuitul din figura 1.58 curentul static de colector al lui $T_2$ este $I$, iar curentul static de colector al lui $T_1$ este $I/\beta_2$. Deci

$$r_{\pi 2} = \beta_2/g_{m2} = \beta_2 kT/(qI)$$

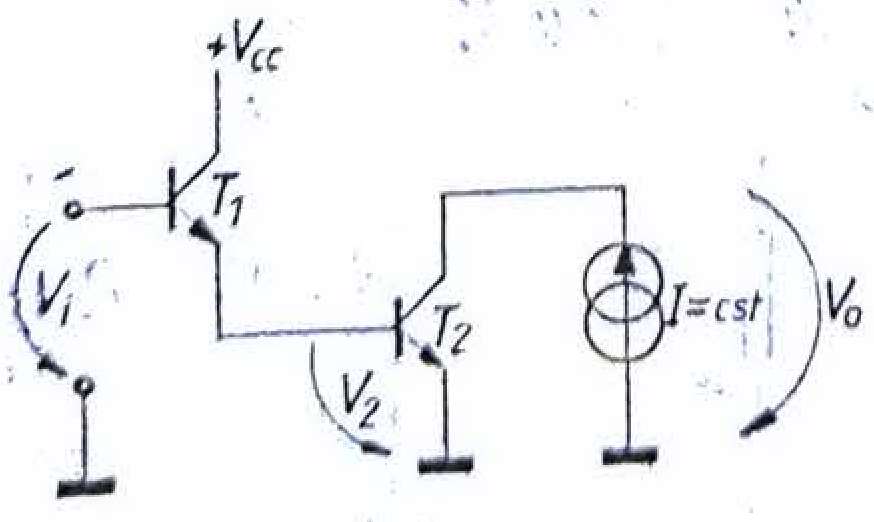



Fig. 1.58.

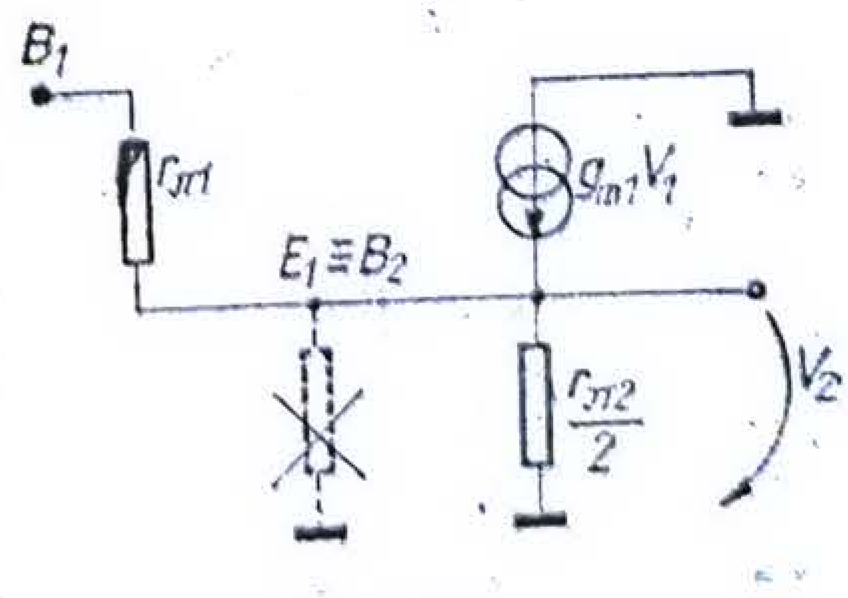



Fig. 1.59.

şi

$$r_{\pi_1} = \beta_1/g_{m_1} = \beta_1\beta_2 kT/(qI) = \beta_1 r_{\pi_2},$$

ceea ce arată că pentru valori rezonabile ale lui $\beta_1$ termenul $r_{\pi_2}/2r_{\pi_1}$ din ecuaţia (1.79) poate fi neglijat. Deoarece $g_{m_2} = \beta_2 g_{m_1}$ rezultă $r_{\pi_2} = 1/g_{m_1}$, deci relaţia (1.79) se reduce la

$$V_2/V_i = 1/3. \tag{1.80}$$

Ţinînd seama în continuare de relaţia (1.67), rezultă $V_0/V_2 = -1/\eta_2$, deci

$$A_v = V_0/V_i = (V_0/V_2)\,(V_2/V_i) = -1/(3\eta_2). \tag{1.81}$$

Rezistenţa de intrare $R_i = V_i/I_i$ se calculează imediat, ţinînd seama că, în conformitate cu relaţia (1.80), $V_2 = V_i/3$. Ca urmare,

$$R_i = V_i/I_i = V_i/(V_i - V_2)\cdot r_{\pi_1} = (3/2)\, r_{\pi_1}, \tag{1.82}$$

rezultat care justifică şi neglijarea rezistenţei $r_{\mu 1}$ în schema din figura 1.59.

Combinînd relaţiile (1.81) şi (1.82) se poate calcula transrezistenţa schemei

$$A_Z = V_0/I_i = -r_{\pi_1}/(2\eta_2). \tag{1.83}$$

Deoarece $r_{\pi_1} = \beta_1/g_{m_1} = \beta_1\beta_2/g_{m_2}$, rezultă $A_Z = -\beta_1\beta_2/(2g_{m_2}\cdot\eta_2)$ şi observînd că, după cum reiese din relaţia (1.18), $\beta_2/(\eta_2\cdot g_{m_2}) = r_{\mu 2}$, se obţine

$$A_Z = -\beta_1 r_{\mu 2}/2. \tag{1.84}$$

Se poate deci desprinde concluzia că, în comparaţie cu etajul de amplificare din problema 1.32, etajul analizat are o transrezistenţă mărită de $\beta_1$ ori.

1.39. În figura 1.60 s-a reprezentat semicircuitul valabil pentru funcţionare pe mod diferenţial pur a unui amplificator diferenţial: schema cuprinde un tranzistor amplificator în conexiunea cu baza comună avînd ca sarcină un generator de curent constant de rezistenţă internă infinită. Să se calculeze amplificarea în tensiune, rezistenţa de intrare şi transrezistenţa etajului. Tranzistorul este caracterizat prin parametrii $\beta$ şi $\eta$.

*Soluţie.* În figura 1.61 s-a reprezentat circuitul echivalent de semnal mic şi joasă frecvenţă necesar pentru analiza funcţionării dinamice a etajului.

Pentru nodul de ieşire, $V_{od}g_\mu - g_m V_{id} + g_o(V_{od} - V_{id}) = 0$, deci

$$A_{dd} = V_{od}/V_{id} = (g_m + g_o)/(g_\mu + g_o) \tag{1.85 a}$$

şi deoarece $g_\mu \ll g_o$, după cum rezultă din relaţiile (1.17) şi (1.18), se poate scrie

$$A_{dd} = 1 + g_m/g_o. \tag{1.85 b}$$

Ţinînd seama că $r_o = 1/(\eta g_m)$, după cum s-a precizat în relaţia (1.17), rezultă:

$$A_{dd} \cong 1 + 1/\eta, \tag{1.86}$$

deci amplificări în tensiune de ordinul $10^3 \div 10^4$.

Curentul de intrare poate fi calculat din $I_{id} = V_{id}g_\pi + g_m V_{id} + g_o(V_{id} - V_{od})$. Înlocuind $V_{od}$ în funcţie de $V_{id}$ din relaţia (1.85, b) se obţine $I_{id} = V_{id}[g_\pi + g_m + g_o(1 - 1 - g_m/g_o)] \cong g_\pi V_{id}$, rezultînd:

$$R_i = V_{id}/I_{id} = r_\pi. \tag{1.87}$$

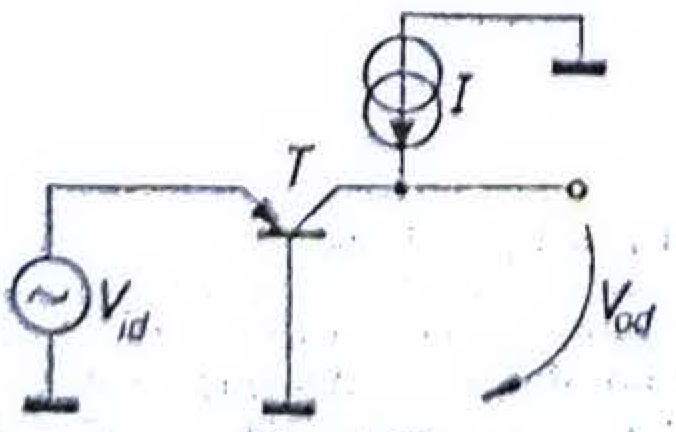


Fig. 1.60

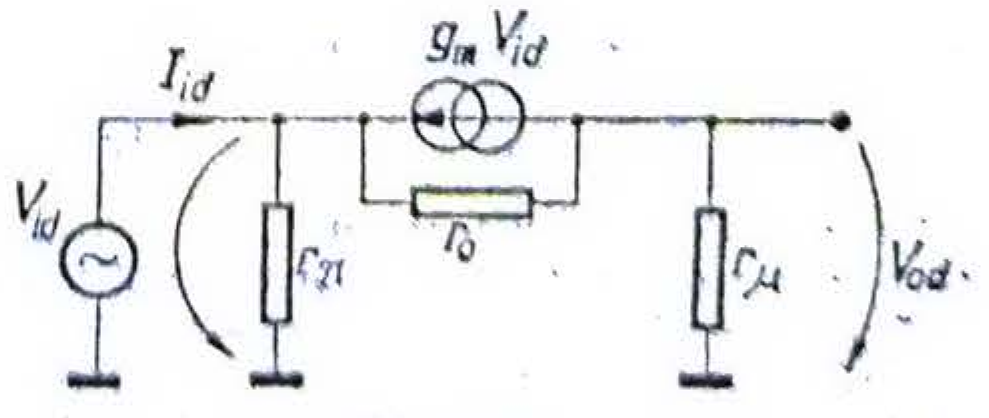


Fig. 1.61.

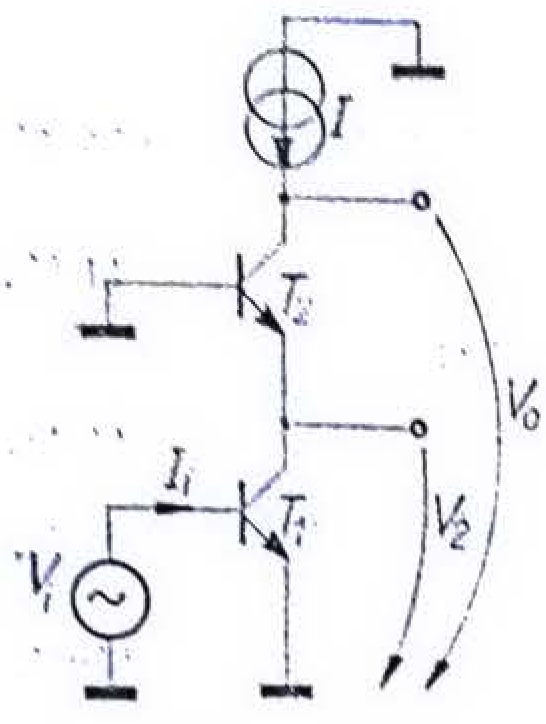



Fig. 1.62.

Relația (1.87) arată că prin utilizarea unei surse de curent constant ca sarcină pentru un etaj de amplificare realizat cu un tranzistor în conexiunea cu baza comună, rezistența de intrare crește de aproximativ $(\beta + 1)$ ori față de valoarea care s-ar obține în cazul utilizării unei rezistențe de sarcină moderate: aceasta se datorează creșterii ponderii curentului prin rezistența de reacție $r_o$.

Din relațiile (1.85, b) și (1.87) se obține imediat expresia transrezistenței etajului:

$$A_Z = V_{od}/I_{id} = (V_{od}/V_{id})(V_{id}/I_{id}) = +(g_m/g_o + 1)\, r_\pi =$$

$$\cong \beta_o r_o = \beta_o/(\eta \cdot g_m) = r_\mu. \qquad (1.88)$$

**1.40.** Semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial a unui amplificator diferențial, avînd schema simplificată din figura 1.62, cuprinde un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun în cascadă cu un tranzistor lucrînd în conexiunea cu baza comună, avînd drept sarcină un generator de curent constant, ideal (de rezistență internă infinită). Să se determine rezistența de intrare $V_i/I_i$, amplificarea în tensiune $V_o/V_i$, transrezistența $V_o/I_i$ și rezistența de ieșire. Tranzistoarele sînt caracterizate prin $\beta_1$, $\beta_2$, $\eta_1$ și $\eta_2$. Se va admite $r_o, r_\mu \neq \infty$.

*Soluție.* Deoarece, după cum s-a arătat în problema 1.39, rezistența de intrare în emitorul tranzistorului $T_2$ conectat cu baza la masă și avînd generator de curent constant în colector este $r_{\pi 2}$, calculul amplificării se poate face cu ușurință folosind relația $A_v = (V_2/V_i)(V_o/V_2)$, unde $V_2/V_i$ reprezintă amplificarea etajului cu emitorul comun, iar $V_o/V_2$ este amplificarea etajului cu baza comună.

Sarcina tranzistorului $T_1$ fiind $r_{\pi 2}$, etajul are o amplificare moderată și deci se pot neglija elementele $r_{o1}$ și $r_{\mu 1}$. Deci $V_2/V_i = -g_{m1} r_{\pi 2}$.

Amplificarea realizată de tranzistorul $T_2$ este, în conformitate cu relația (1.85, b), $V_o/V_2 = 1 + g_{m2}/g_{o2} \cong g_{m2} r_{o2}$, de unde rezultă amplificarea globală:

$$A_v = -g_{m1} g_{m2} r_{\pi 2} r_{o2}. \qquad (1.89)$$

Deoarece pentru circuitul din figura 1.62 curentul static de colector a lui $T_2$ este cu bună aproximație egal cu curentul static de colector a lui $T_1$, atunci $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, deci relația (1.89) poate fi rescrisă astfel:

$$A_v = -\beta_2 g_m r_{o2}, \qquad (1.90,\ a)$$

sau, ținînd seama că $r_{o2} = 1/(\eta_2 g_m)$, rezultă

$$A_v = -\beta_2/\eta_2. \qquad (1.90,\ b)$$

După cum se observă imediat din figura 1.62, rezistența de intrare în etaj este $r_{\pi 1}$, deci

$$R_i = V_i/I_i = r_{\pi 1}. \qquad (1.91)$$

Din relațiile (1.90, b) și (1.91) rezultă expresia transrezistenței etajului

$$A_Z = (V_o/V_i)(V_i/I_i) = -(\beta_2/\eta_2)\, r_{\pi 1} \qquad (1.92)$$

și, ținînd seama că $r_{\pi 1} = \beta_1/g_m$ și $r_\mu = \beta_2/(\eta_2 g_m)$, se obține

$$A_Z = -\beta_1 r_{\mu 2}. \qquad (1.93)$$

Pentru calculul rezistenței de ieșire se pasivează intrarea ($V_i = V_1 = 0$, $g_{m1} V_1 = 0$), se aplică un generator de semnal $V'$ la ieșire și se calculează curentul $I'$ utilizînd circuitul echivalent din figura 1.63. Se observă că, deoarece rezistența $r_{o1}$ este în paralel cu $R_{intr\,T2}$, ea poate fi neglijată; de asemenea, după cum s-a precizat și anterior, rezistența $r_{\mu 1}$ a primului tranzistor poate fi neglijată, deoarece primul etaj are o amplificare de tensiune mică, avînd ca sarcină rezistența de intrare în etajul al doilea, realizat cu un tranzistor în conexiunea cu baza la masă.

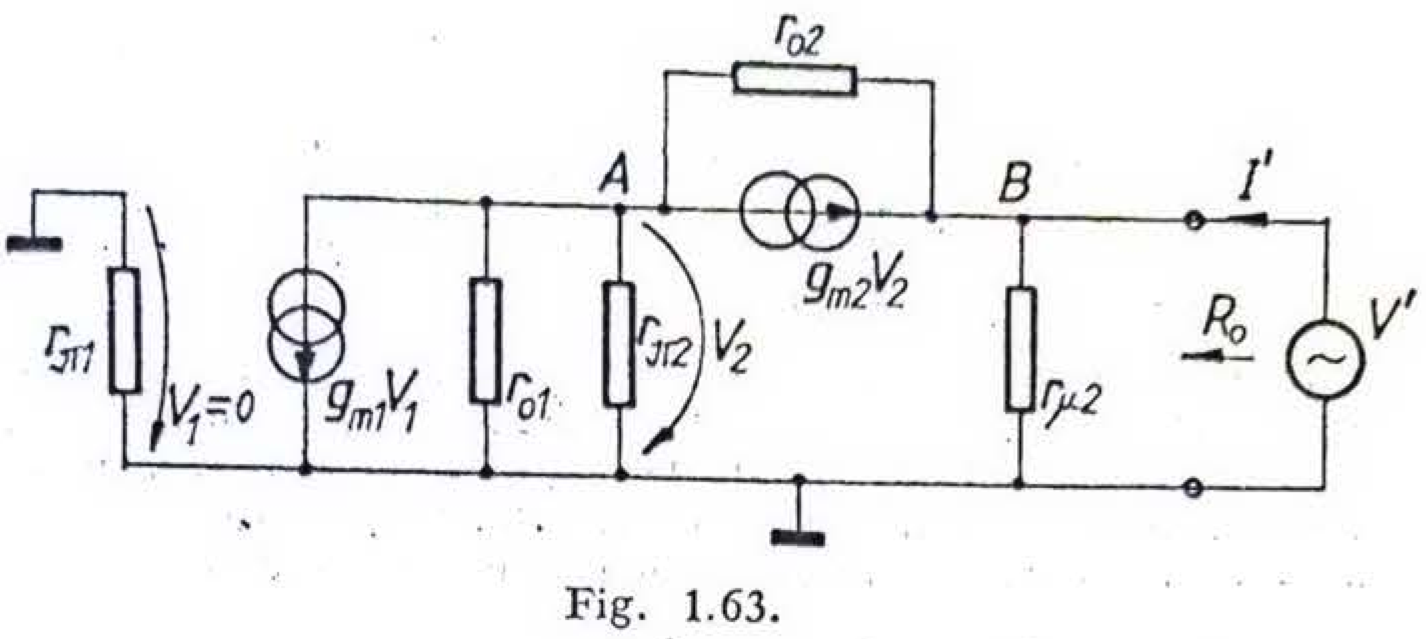



Fig. 1.63.

Curentul $I'$ este

$$I' = -g_m V_2 - g_{o2}(V_2 - V') + V' g_{\mu 2}. \tag{1.94}$$

Pentru nodul $A$ se poate scrie $V_2 g_{\pi 2} + g_m V_2 + (V_2 - V') g_{o2} = 0$, de unde rezultă

$$V_2 = [g_{o2}/(g_{\pi 2} + g_m + g_{o2})]\, V'. \tag{1.95}$$

Din relațiile (1.94) și (1.95) se obține $I'/V' = g_{o2} g_{\pi 2}/(g_{\pi 2} + g_m + g_{o2}) + g_{\mu 2}$ sau

$$R_o = V'/I' = [(g_{\pi 2} + g_m + g_{o2})/(g_{o2} \cdot g_{\pi 2})] \,\|\, r_{\mu 2}. \tag{1.96}$$

Observînd că $g_{\pi 2} \ll g_m$ și $g_{o2} \ll g_m$ rezultă

$$R_o \simeq (\beta_2 r_{o2}) \,\|\, r_{\mu 2}, \tag{1.96 a}$$

deci cascada $EC - BC$ oferă o impedanță de ieșire mai mare decît etajul simplu cu emitorul comun care are o rezistență de ieșire egală aproximativ cu $r_{o2}$.

**1.41.** Să se calculeze rezistența de intrare, transrezistența și rezistența de ieșire pentru amplificatorul de tip cascod din figura 1.62. Se consideră $I = 100\ \mu A$, $\beta_o = 100$, $r_x = 0$ și $\eta = 2 \cdot 10^{-4}$.

*Soluție.* Din relația (1.91) rezultă

$R_i = r_{\pi 1} = \beta_o/g_{m1} = \beta_o/[I(kT/q)^{-1}] \cong 26\ k\Omega$.

Utilizînd expresia (1.92) se obține

$$A_Z = V_o/I_i = -(\beta_o/\eta_2)\, r_{\pi 1} = -(10^2/2 \cdot 10^{-4}) \cdot 26 = $$
$$= -13 \cdot 10^6\ \Omega.$$

Pentru calculul rezistenței de ieșire se folosește relația (1.97)

$$R_o \cong (\beta_2 r_{o2}) \,\|\, r_{\mu 2} = \beta_o/(2\eta g_m) \cong 65\ M\Omega,$$

unde mărimile $r_{o2}$ și $r_{\mu 2}$ s-au exprimat în funcție de $g_m$, $\beta$ și $\eta$ folosind relațiile (1.17) și (1.18).

**1.42.** Se consideră schema simplificată a etajului de intrare în amplificatorul operațional $\mu$A 741, prezentată în figura 1.64, excitat cu un semnal diferențial pur.

a. Să se deseneze semicircuitul valabil pe mod diferențial.

b. Să se determine expresia transadmitanței $I_o/V_i$ admițînd tranzistoarele cunoscute, cu factori de amplificare în curent, $\beta$, de valoare mare, cu $r_\mu = \infty$ și $r_o \gg R_l$.

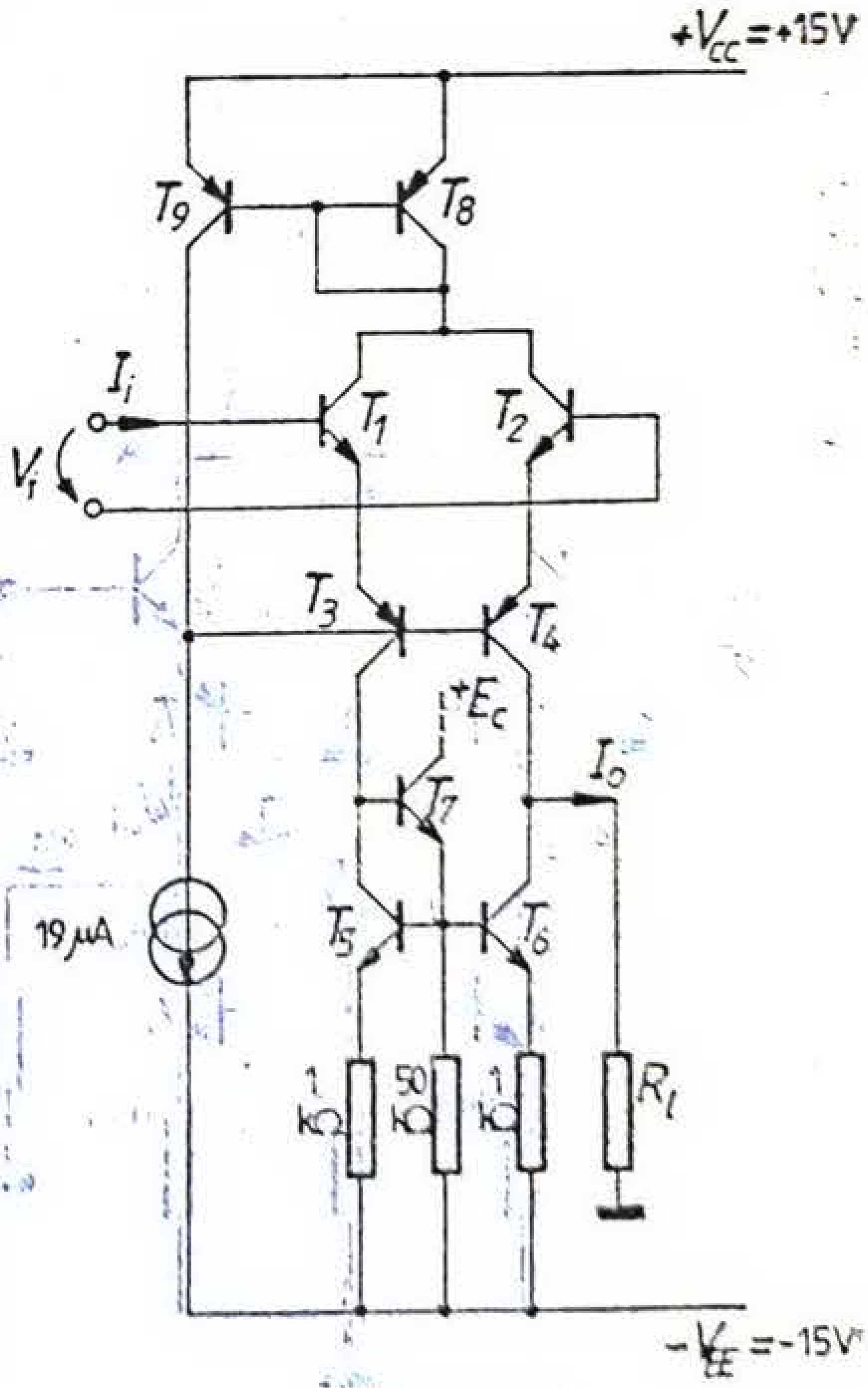



Fig. 1.64.

Cit este transadmitanța etajului pentru valorile numerice precizate in figura 1.64?

c. Să se calculeze rezistența de intrare diferențială $V_i/I_i$ și rezistența de ieșire. Se va admite $\beta_{o1} = \beta_{o2} = 250$, $\beta_{o3} = \beta_{o4} \gg 1$, $\beta_{o6} = \beta_{o5} \gg 1$, $\eta_{npn} = 2 \cdot 10^{-4}$; $\eta_{pnp} = 5 \cdot 10^{-4}$; se va considera $r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Pentru un semnal de intrare pur diferențial atit colectoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$, cit și bazele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ sint legate la masă din punctul de vedere al semnalului de intrare, după cum se arată in figura 1.65. Oglinda de curent formată de tranzistoarele $T_5$ și $T_6$ determină un curent $\Delta i_{C6} = \Delta i_{C3}$, iar comanda diferențială aplicată la intrare produce un curent $\Delta i_{C4}$ egal in modul cu $\Delta i_{C3}$, dar de semn contrar acestuia. Ca urmare, curentul total de ieșire este:

$$\Delta i_o = -\Delta i_{C4} + \Delta i_{C3} = 2\Delta i_{C3} = 2\,|\Delta i_{C4}|. \tag{1.97}$$

Deci pentru a calcula transadmitanța $G_m = I_o/V_i$ a etajului este suficient să se rezolve circuitul din figura 1.66 a. În continuare se observă că deoarece rezistența văzută in colectorul lui $T_3$ este mică comparativ cu $r_{o3}$ a tranzistorului $T_3$, rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor schemei se pot neglija in calcule, așa cum se arată in semicircuitul echivalent din figura 1.66, b. Rezultă

$$V_i/2 = V_1 - V_3. \tag{1.98}$$

În nodul $A$ se poate scrie

$$g_{m1}V_1 + (g_{m1}V_1)/\beta_1 + g_{m3}V_3 + (g_{m3}V_3)/\beta_3 = 0. \tag{1.99}$$

Deoarece curenții statici de colector ai tranzistoarelor $T_1$ și $T_3$ sint aproximativ egali, rezultă că $g_{m1} \simeq g_{m3}$ și deci, din relația (1.99), pentru valori mari ale lui $\beta_1$ și $\beta_3$, se obține

$$V_1 = -V_3.$$

Utilizind expresia (1.98) rezultă

$$V_i/2 = 2V_1 = -2V_3 \tag{1.100}$$

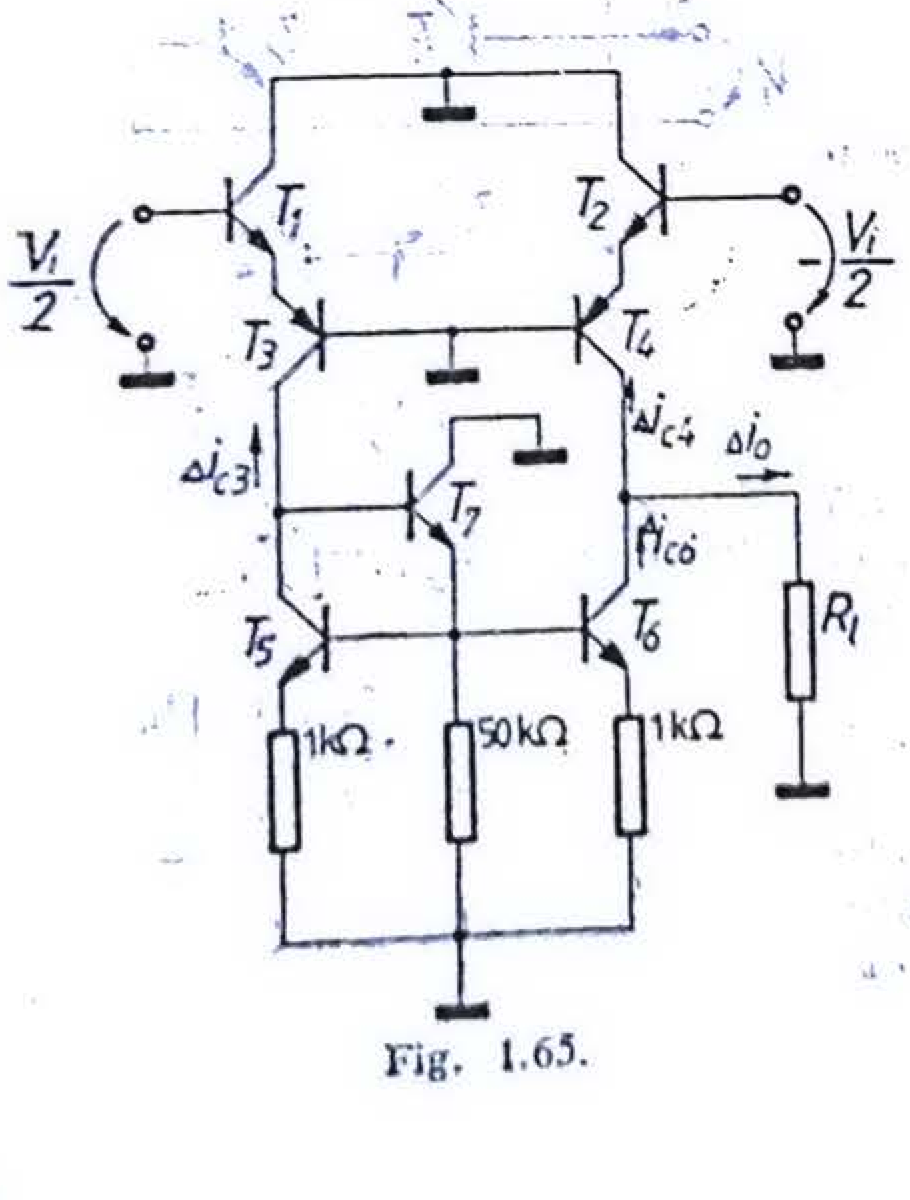


Fig. 1.65.

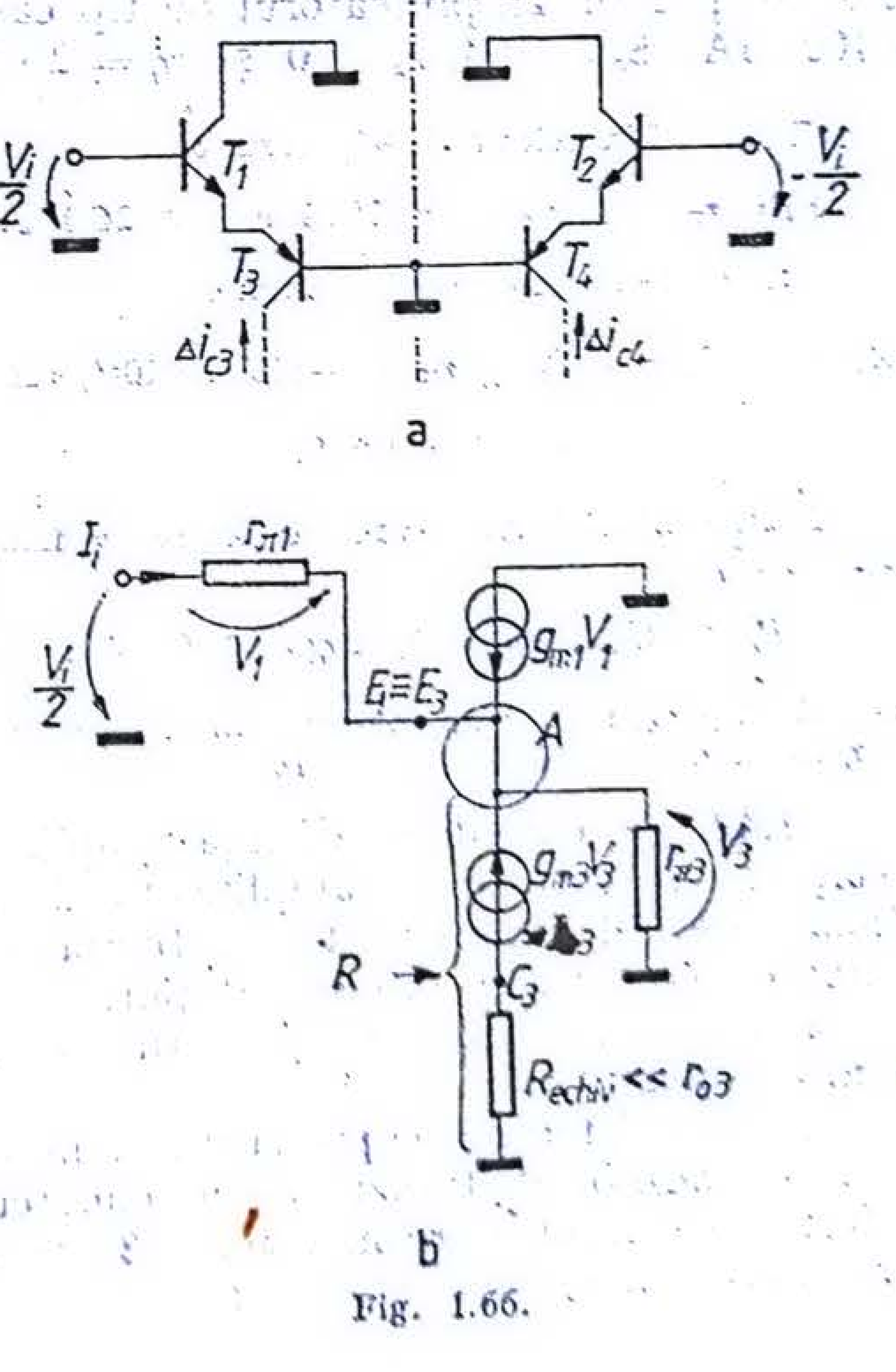


Fig. 1.66.

şi

$$I_{C_2} = g_{m_2} V_3 = -g_{m_2} \cdot V_i/4. \tag{1.101}$$

Înlocuind relația (1.101) în relația (1.97) se obține

$$I_o = -g_{m_2} \cdot V_i/2$$

şi deci transadmitanța etajului este

$$G_m = -I_o/V_i = g_{m_3}/2. \tag{1.102}$$

Revenind la schema din figura 1.64 se observă că

$$I_{C_2} = I_{C_1} = I_{C8}/2 = I_{C9}/2 = 19\ \mu\text{A}/2 = 9{,}5\ \mu\text{A},$$

deci $g_{m_3} = I_{C_3}/(kT/q) = 1/2{,}73\ \text{k}\Omega^{-1}$.

Ținînd seama de relația (1.102), se obține $G_m = 1/5{,}46\ \text{k}\Omega^{-1}$.

Din figura 1.66, b se observă că rezistența echivalentă $R$ din emitorul lui $T_3$ este $R = 1/[g_{m_2}(1 + 1/\beta_{o2})]$. Această rezistență apare în emitorul lui $T_1$, încît, din figura 1.66, b, rezultă

$$(V_i/2)/I_i = r_{\pi 1} + (\beta_{o1} + 1) R = r_{\pi 1} + (\beta_{o1} + 1)/[g_{m_2}(1 + 1/\beta_{o3})],$$

deci, pentru $\beta_{o2} \gg 1$ şi $g_{m1} = g_{m_2}$,

$$(V_i/2)/I_i = r_{\pi 1} + (\beta_{o1}/g_{m_3})\, 2 r_{\pi 1}.$$

de unde

$$R_i = V_i/I_i = 4 r_{\pi 1} = 4\beta_{o1}/g_{m1}. \tag{1.103}$$

Ținînd seama că $g_{m1} = g_{m3} = 1/2{,}73\ \text{k}\Omega^{-1}$, se obține $R_i = 2{,}7\ \text{M}\Omega$.

Pentru calculul rezistenței de ieșire se consideră intrările legate la masă, şi se aplică din exterior o tensiune $V'$, urmînd a se calcula curentul $I'$, după cum se arată în figura 1.67.

Calculul rezistenței de ieşire se poate simplifica mult făcînd o serie de aproximații. Astfel, deoarece rezistența Thevenin echivalentă din baza lui $T_6$ este mică în comparație cu rezistența $r_\pi$ a

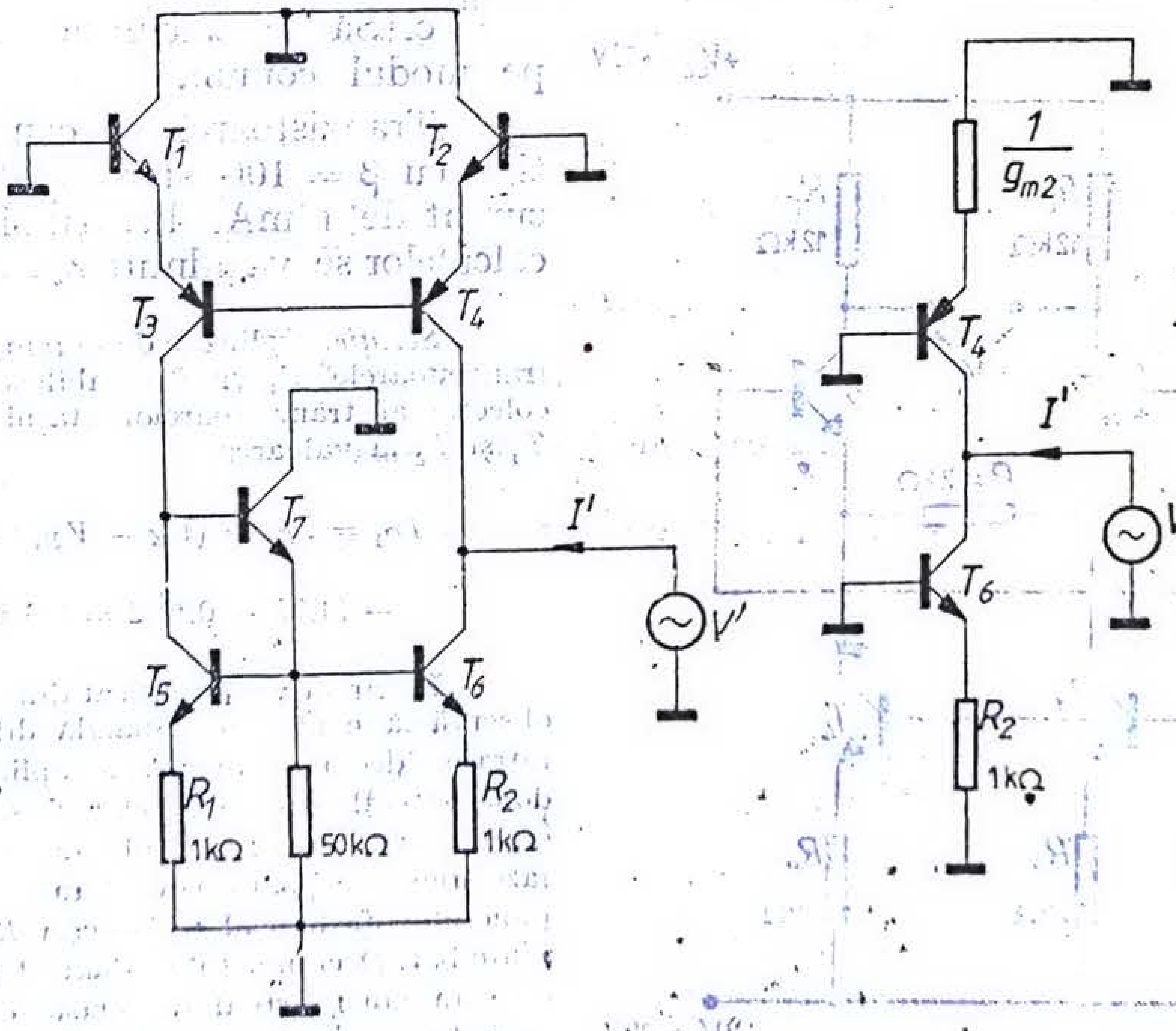



Fig. 1.67

tranzistorului $T_6$, se poate considera că baza lui $T_6$ este legată la masă fără a face o eroare de calcul prea mare. De asemenea, deși circuitul nu este perfect echilibrat și deci bazele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ nu sînt riguros un punct virtual de masă, se poate admite că acest punct este totuși legat la masă fără a face o eroare mare de calcul. Cu aceste aproximații rezultă imediat, din figura 1.67, b, valoarea rezistenței de ieșire,

$$R_o' = V'/I' = (R_o)_{T4} \parallel (R_o)_{T6}, \qquad (1.104)$$

unde $(R_o)_{T4}$ este rezistența de ieșire din tranzistorul $T_4$, iar $(R_o)_{T6}$ rezistența de ieșire din tranzistorul $T_6$.

Calculul acestor rezistențe se poate face particularizînd relația (1.25) în care, pentru situația considerată, $R_1 \parallel R = 0$. Admițînd $r_x = 0$, se obține:

$$R_o \cong r_o(1 + g_m R_2)/[(1 + g_m R_2/\beta)], \qquad (1.105)$$

unde, pentru $T_4$, $R_2 = 1/g_{m2}$, iar pentru $T_6$, $R_2 = 1\ \mathrm{k\Omega}$. Rezultă

$$R_o' = \left[ r_{o4} \frac{1 + g_{m4}\left(\frac{1}{g_{m2}}\right)}{1 + \left(\frac{g_{m4}}{\beta_{o4} g_{m2}}\right)} \right] \Bigg\| \left[ r_{o6} \frac{1 + (g_{m6})(1\ \mathrm{k\Omega})}{1 + \frac{(g_{m6})(1\mathrm{k\Omega})}{\beta_{o6}}} \right].$$

Admițînd în continuare $\beta_4, \beta_6 \gg 1$, iar $g_{m2} = g_{m4} = g_{m6} = 1/2{,}73\ \mathrm{k\Omega^{-1}}$ și calculînd $r_{o4}$ respectiv $r_{o6}$ în funcție de $\eta$ cu relația (1.17), rezultă

$$R_o = (2r_{o4}) \parallel (1{,}36\, r_{o6}) = 6{,}8\ \mathrm{M\Omega}.$$

**1.43.** În figura 1.68 se indică schema etajului de intrare într-un amplificator de măsură integrat.

a. Să se explice funcționarea etajului.

b. Să se calculeze amplificarea diferențială $A_v = V_o/V_i$.

c. Să se calculeze amplificarea pe modul comun.

Tranzistoarele se consideră identice, cu $\beta = 100$ și $r_o = 20\ \mathrm{k\Omega}$ la un curent de 1 mA. Pentru simplificarea calculelor se va admite $r_\mu = \infty$.

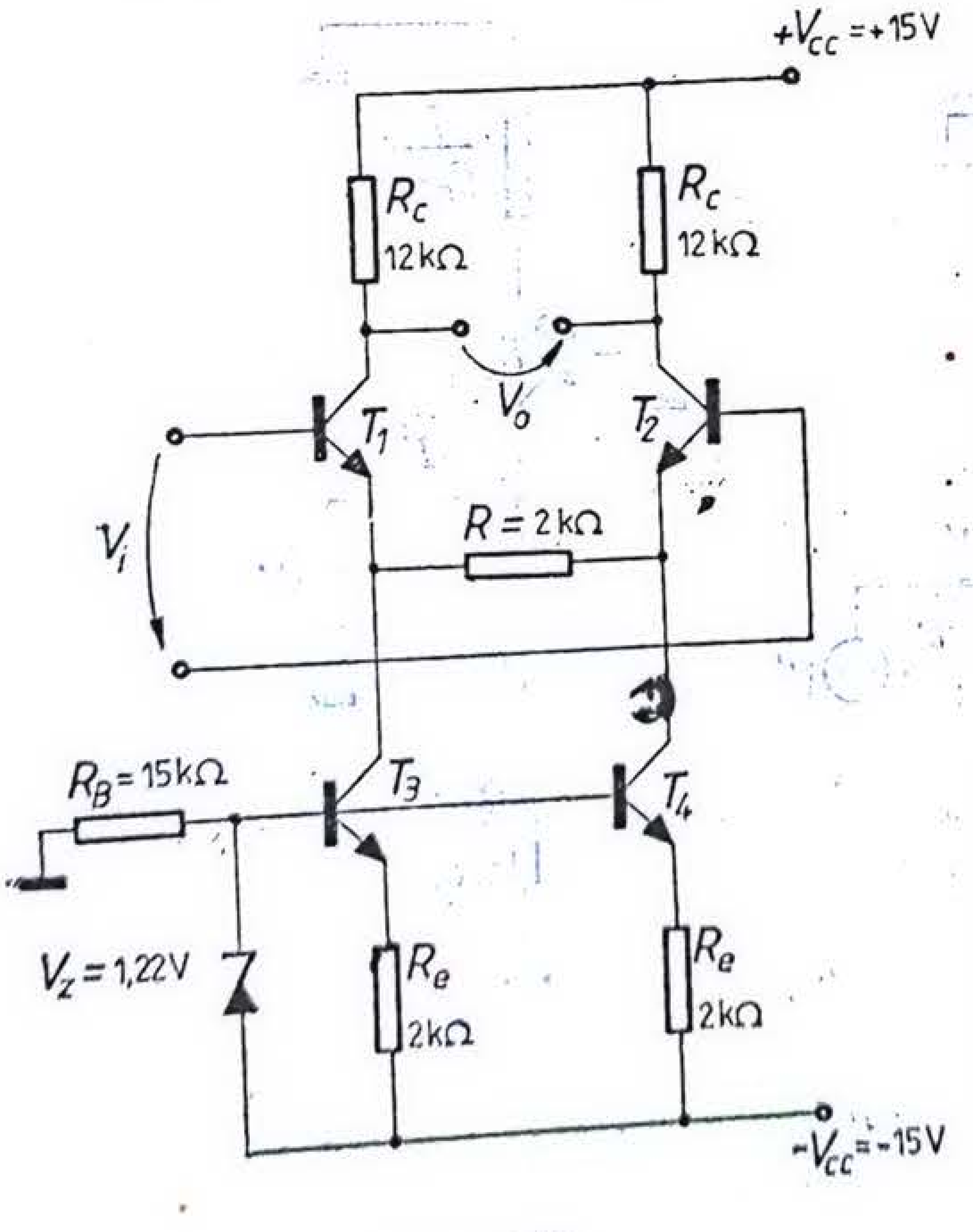



Fig. 1.68.

*Soluție*. Oglinzile de curent, realizate cu tranzistoarele $T_3$ și $T_4$ stabilesc curenții de colector ai tranzistoarelor etajului diferențial $T_1$ și $T_2$ la valoarea

$$I_{C1} = I_{C2} = (V_Z - V_{BE})/R_e =$$
$$= (1{,}22 - 0{,}6)/2 = 0{,}3\ \mathrm{mA}.$$

Pe circuitul simplificat din figura 1.69 se observă că pentru o comandă diferențială de intrare, deoarece tensiunile aplicate pe cele două baze ale tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ și regăsite în emitoare sînt egale în modul dar au faze opuse, se poate considera că potențialul punctului median al rezistenței $R$ rămîne neschimbat. Deci punctul median al rezistenței $R$ este un punct virtual de masă, ceea ce conduce la desenarea schemei echivalente corespunzătoare funcționării diferențiale din figura 1.69, b.

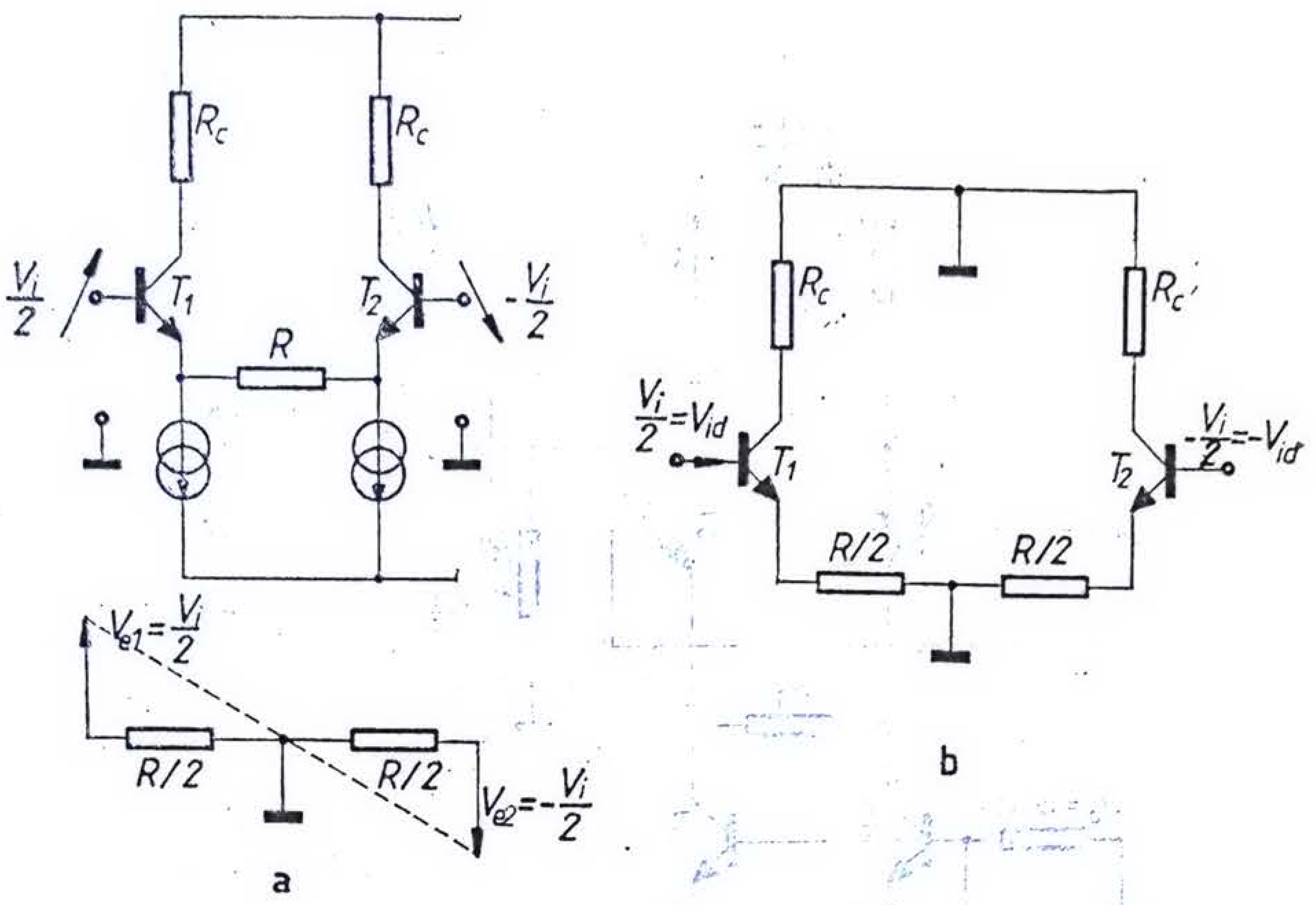



Fig. 1.69.

Calculul amplificării în tensiune diferențiale se face utilizînd semicircuitul valabil pentru funcționarea diferențială prezentat în figura 1.70:

$$A_v = A_{dd} = V_{od}/V_{id} = -\beta R_l/[r_\pi + (\beta + 1) \cdot R/2],$$

unde $R_l = R_C \| R_{o_1}$, $R_{o_1}$ fiind rezistența de ieșire a etajului. Rezistența $R_{o_1}$ este mărită față de $r_{o_1}$ din cauza rezistenței $R/2$ din emitor. Ea se poate calcula cu relația (1.25) făcînd modificările de notații corespunzătoare:

$$R_{o_1} \cong r_{o_1}[1 + (\beta R/2)/(R/2 + r_{\pi_1})].$$

Ținînd seama că în punctul static de funcționare $I_{C_1} \cong 0{,}3$ mA se pot calcula parametrii circuitului echivalent al tranzistorului:

$$g_{m_1} = 40\, I_{C_1} = 12{,}4 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi_1} = \beta_1/g_{m_1} \cong 8 \text{ k}\Omega,$$

$$r_{o_1} = r_o|_{1\,\text{mA}} \cdot 1 \text{ mA}/0{,}3 \text{ mA} \cong 60 \text{ k}\Omega,$$

rezultînd

$$R_{o_1} = 60(1 + 100/9) \cong 700 \text{ k}\Omega.$$

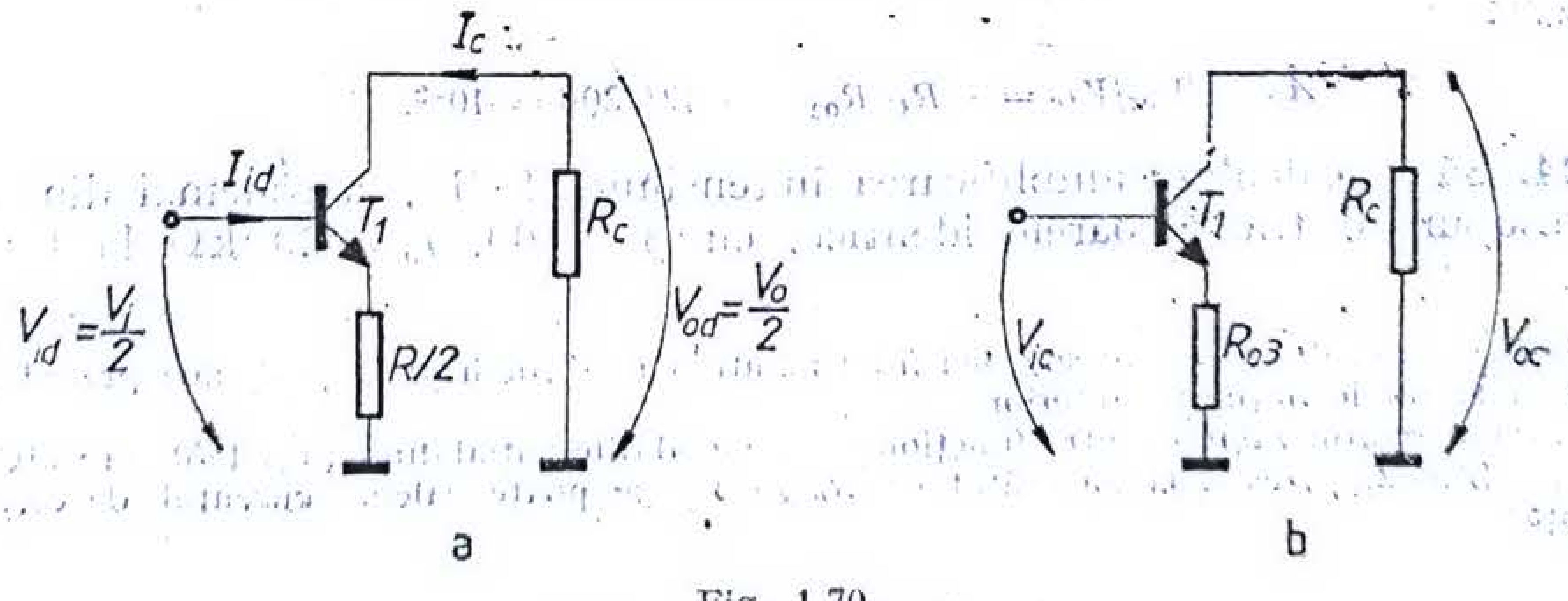



Fig. 1.70.

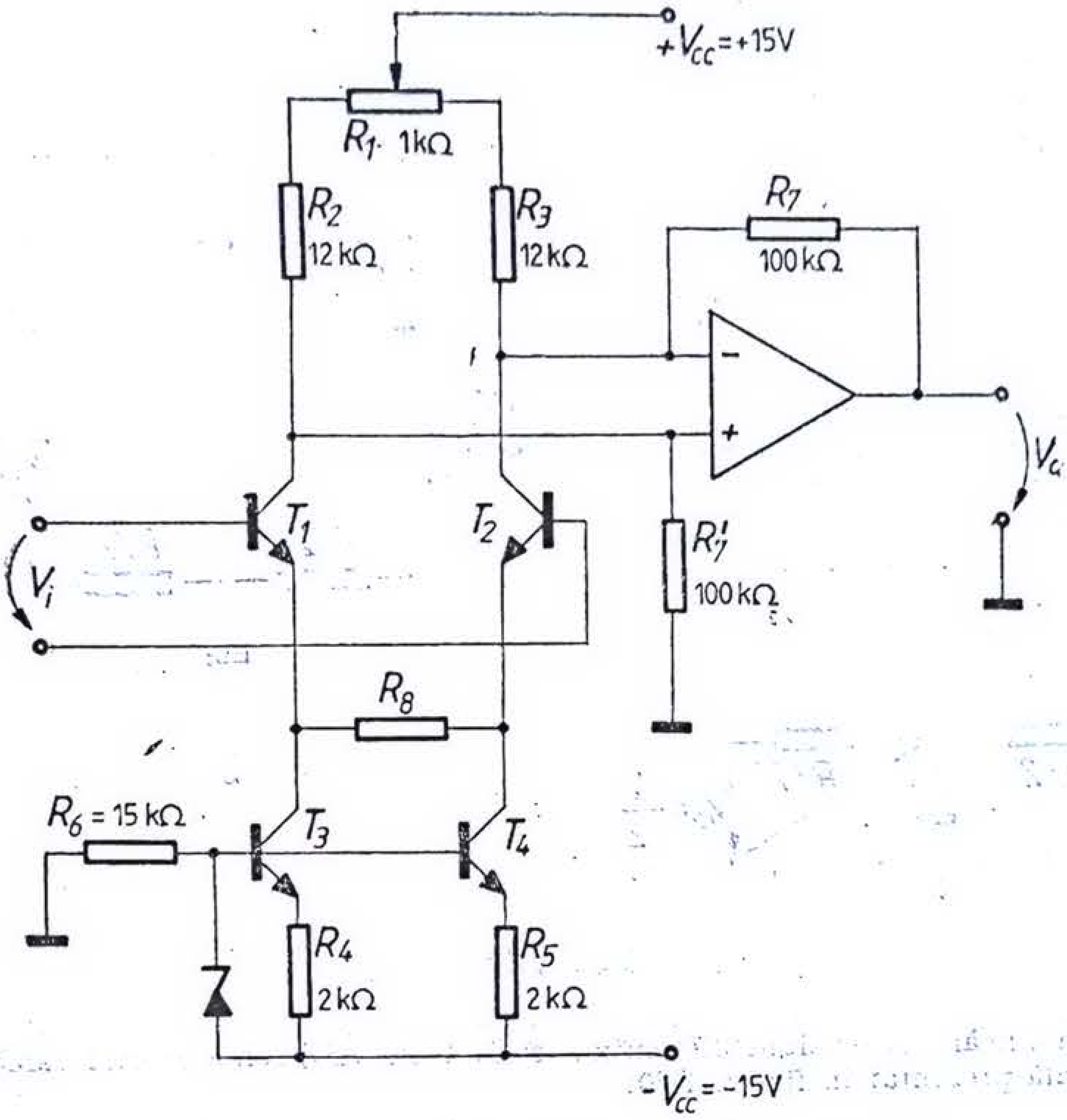



Fig. 1.71.

deci

$$R_l = R_{o1} \| R_C \cong 12 \text{ k}\Omega,$$

ceea ce conduce la

$$A_{dd} = V_{od}/V_{id} = -R_l/(R/2) = -12.$$

Pentru calculul amplificării pe modul comun se pornește de la observația că, pentru o excitare pe modul comun, prin rezistența $R$ nu circulă deloc curent, deci această rezistență poate fi considerată un circuit deschis. Această observație permite desenarea semicircuitului valabil pentru funcționarea pe modul comun din figura 1.70, b în care $R_{o3}$ este rezistența văzută în colectorul tranzistorului $T_3$. Calculînd această rezistență prin același procedeu ca $R_{o1}$ se obține

$$R_{o3} = r_{o3}[1 + \beta R_e/(R_e + r_{\pi 3})] = 60[1 + 100 \cdot 2/(8 + 2)] \cong 1200 \text{ k}\Omega.$$

Rezultă

$$A_{cc} = V_{oc}/V_{ic} = -R_C/R_{o3} = -12/1200 = 10^{-2}.$$

**1.44.** Să se calculeze amplificarea în tensiune, $V_o/V_i$, a schemei din figura 1.71, presupunînd tranzistoarele identice, cu $\beta = 100$, $r_o = 20$ kΩ la 1 mA și $r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Etajul de intrare al schemei fiind identic cu cel analizat în problema precedentă, se pot utiliza rezultatele obținute anterior.

Din semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial din figura 1.70, a rezultă $I_{id} = V_{id}/[r_{\pi 1} + \beta(R_8/2)]$ și, deoarece s-a arătat că $R_{o1} \gg R_8$, se poate calcula curentul de colector $I_c$ cu ușurință:

$$I_c = \beta(V_i/2)/[r_{\pi 1} + \beta(R_8/2)].$$

Admițînd în continuare că $r_{\pi_1} \ll \beta R_8/2$, rezultă

$$I_c = V_i/R_8. \tag{1.106}$$

Ținînd seama de excitarea diferențială a etajului de intrare, rezultă că în colectorul tranzistorului $T_2$ va apărea un curent egal în modul cu $I_c$, dar de sens opus, după cum se arată în figura 1.72.

Admițînd amplificatorul operațional ideal, tensiunile față de masă pe cele două intrări, inversoare și neinversoare, trebuie să fie egale, deci

$$V_+ = V_-. \tag{1.107}$$

Tensiunea $V_+$, adică tensiunea pe borna neinversoare în raport cu masa, se calculează cu ușurință:

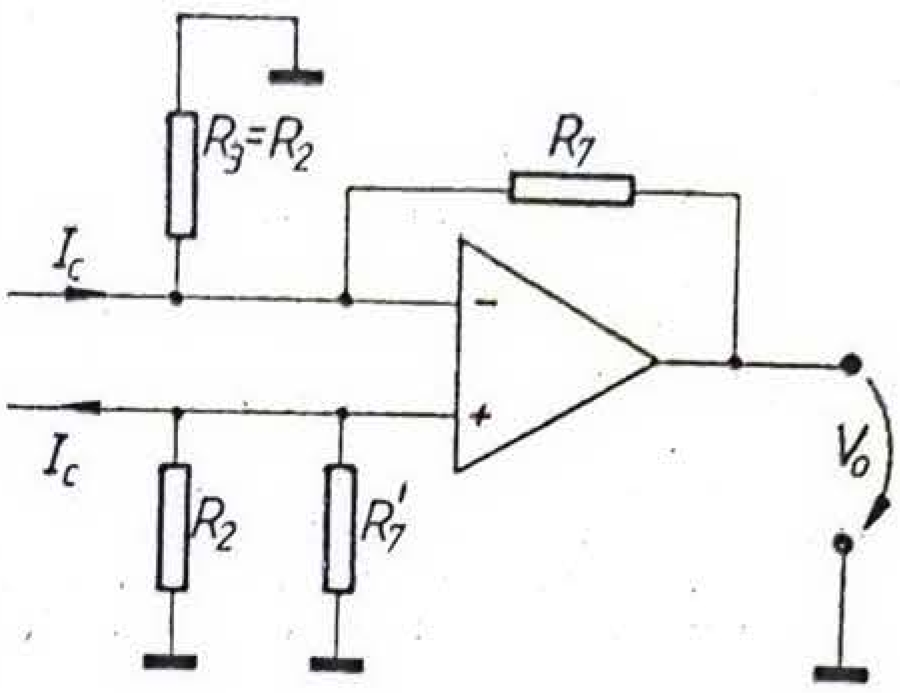



Fig. 1.72.

$$V_+ = -I_c(R_2 \| R_7') = -I_c(R_2 \| R_7).$$

Tensiunea $V_-$ se determină aplicînd teorema superpoziției, rezultînd imediat $V_- = I_c(R_2 \| R_7) + V_o[R_2/(R_2 + R_7)]$. Înlocuind în relația (6.106) se obține:

$$-I_c(R_2 \| R_7) = I_c(R_2 \| R_7) + V_o[R_2/(R_2 + R_7)],$$

sau

$$2I_c = -(V_o/R_7).$$

Ținînd seama de (1.107), rezultă:

$$V_o/V_i = -2R_7/R_8. \tag{1.108}$$

Relația (1.108) arată că prin modificarea rezistenței $R_8$ se poate regla amplificarea schemei din figura 1.71.

**1.45.** Să se estimeze amplificarea în tensiune a schemei din figura 1.73. Se va admite că tranzistoarele au factori de amplificare în curent, $\beta$, de valori mari. Pentru simplificare se va considera $r_o$, $r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Datorită oglinzii de curent realizate cu tranzistoarele $T_3$ și $T_4$, curentul prin sarcină este $I_l = 2I_c$. Ținînd seama de relația (1.106), se obține $I_l \cong 2(V_i/R_a)$ pentru $r_{\pi_1} \ll \beta(R_a/2)$, deci $V_o = (2R_l/R_a) \cdot V_i$, sau $A_v = V_o/V_i = 2R_l/R_a$.

**1.46.** Se consideră schema din figura 1.74 în care $R \gg R_l$.

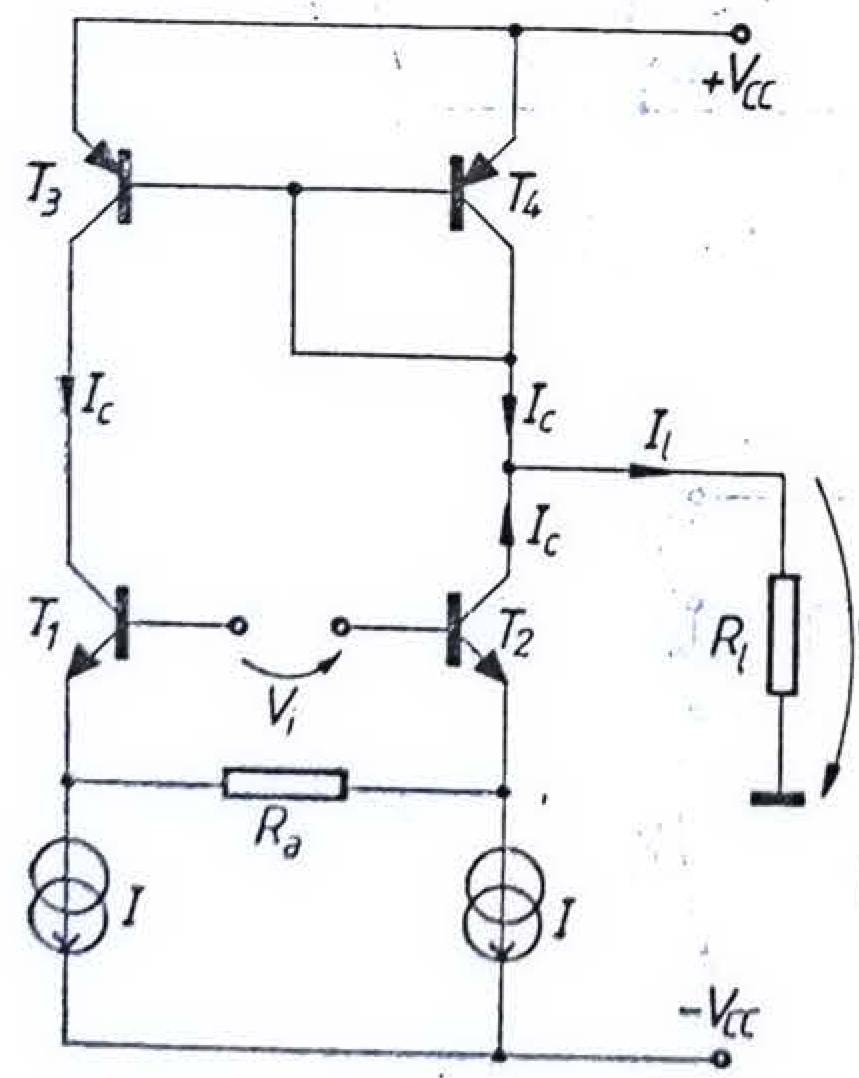



Fig. 1.73.

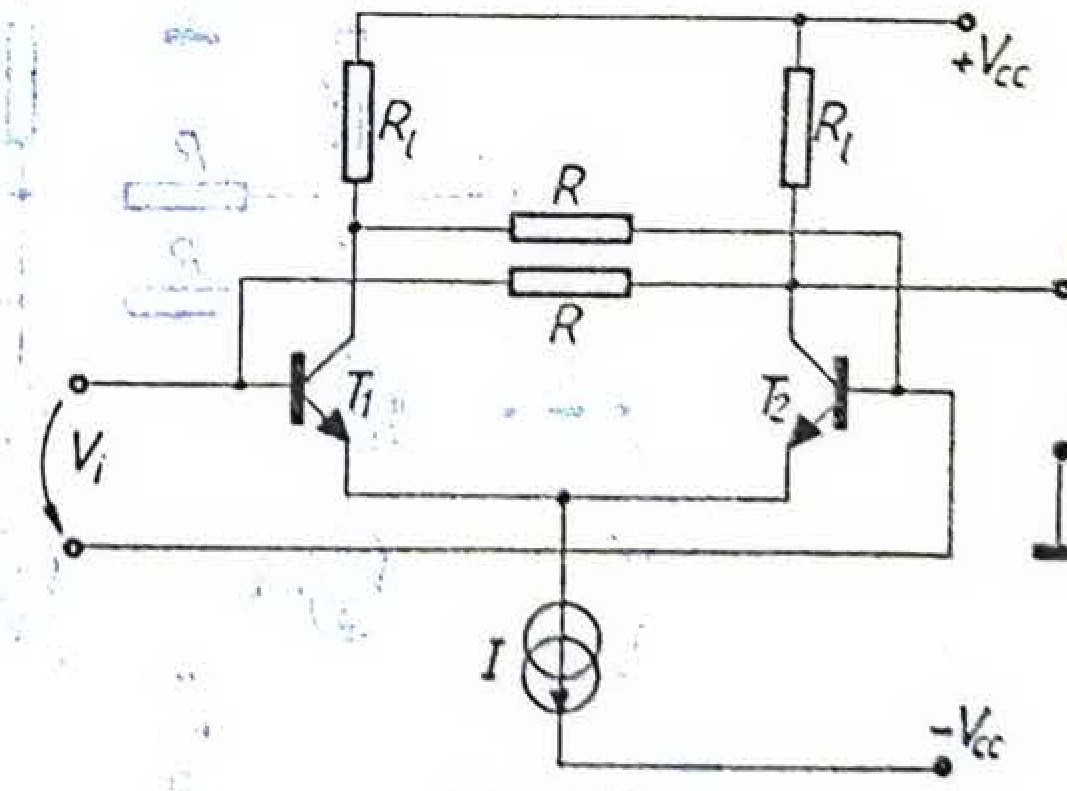



Fig. 1.74.

a. Să se determine rezistența de intrare pe mod diferențial (între cele două baze) și să se precizeze efectul rezistențelor $R$ asupra valorii rezistenței de intrare.

b. Să se calculeze rezistența de intrare pe modul comun.

c. Să se indice calitativ ce se întîmplă pentru valori mari ale rezistenței sursei de semnal.

Se va considera sursa de curent constant $I$ ideală (de rezistență internă infinită) și $r_o = r_\mu = \infty$.

*Soluție*. Pentru calculul rezistenței de intrare de mod diferențial se utilizează circuitul valabil pentru funcționarea diferențială indicat în figura 1.75, a.

Rezistența de intrare diferențială este $R_{id} = V_i/I_i$.

Pentru determinarea curentului $I_i$ se scrie legea lui Kirchoff în nodul $A$

$$I_i = I' + I'', \tag{1.109}$$

unde

$$I' = V_1/r_\pi = (V_i/2)/r_\pi, \tag{1.110}$$

$$I'' = (V_i/2 - V_o)/R. \tag{1.111}$$

Deoarece s-a precizat că $R \gg R_l$ rezultă

$$V_o = -g_m V_2 R_l = +g_m (V_i/2) \cdot R_l. \tag{1.112}$$

Înlocuind relația (1.112) în relația (1.111) se obține $I'' = (V_i/2) \cdot [(1/R) - (g_m R_l)/R]$ și ținînd seama de relația (1.109) rezultă $I_i = (V_i/2) \cdot [(1/r_\pi) - (1/R) \cdot (g_m R_l - 1)]$. Deci rezistența de intrare diferențială este

$$R_{id} = V_i/I_i = 2/[1/r_\pi - (g_m R_l - 1)/R]. \tag{1.113}$$

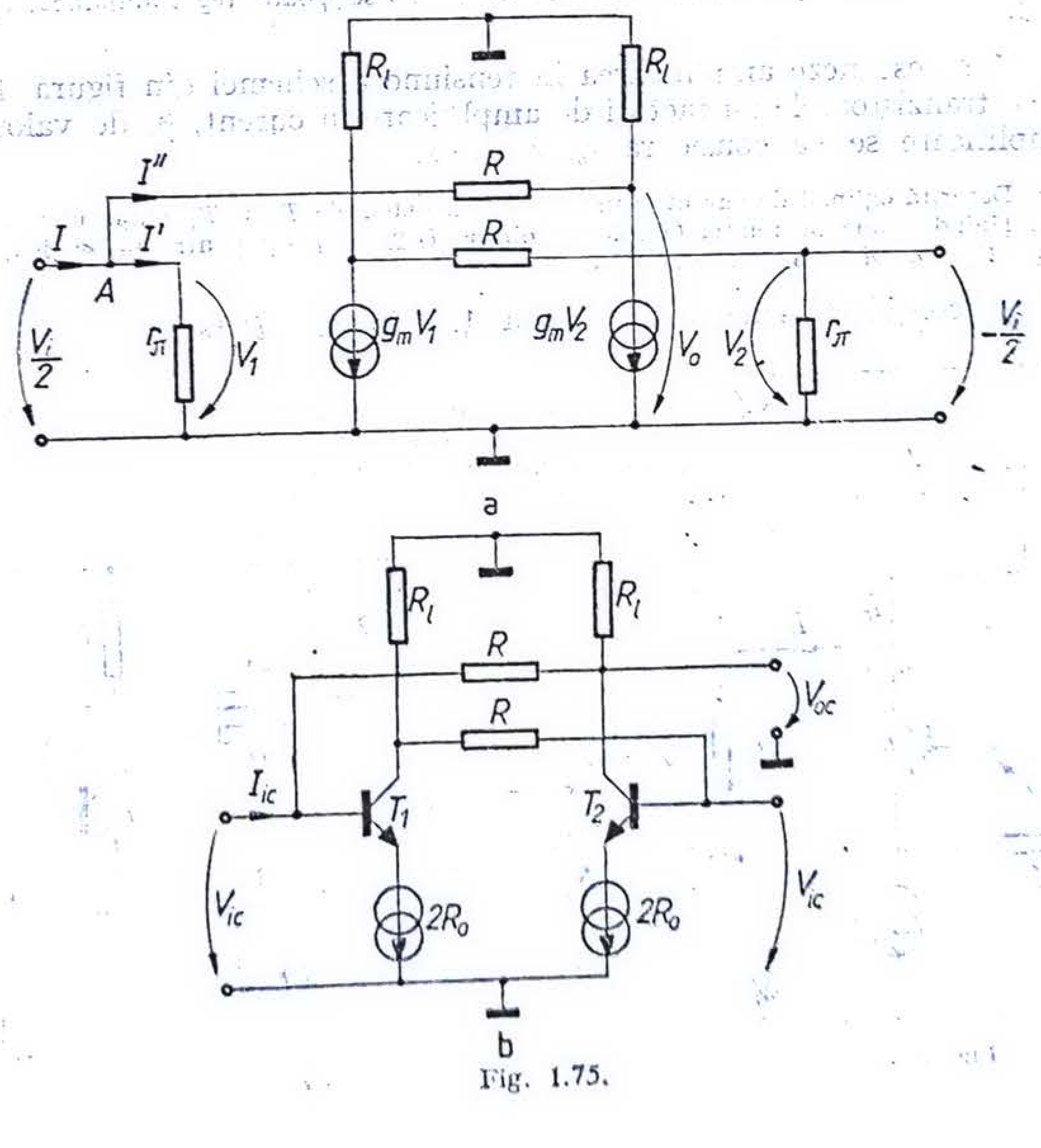


Fig. 1.75.

Se observă că pentru $R = \infty$, $R_{id} = 2r_\pi$, rezultat bine cunoscut. Pentru valori finite ale lui $R$, $R_{id} > 2r_\pi$, iar pentru valoarea particulară $R = g_m \cdot r_\pi \cdot R_l$ rezistența de intrare diferențială devine infinită.

Calculul rezistenței de intrare diferențiale arată că adăugarea rezistenței $R$ mărește rezistența de intrare diferențială ceea ce se explică prin faptul că această rezistență introduce o reacție pozitivă de tip paralel-paralel, care are drept efect mărirea rezistenței de intrare.

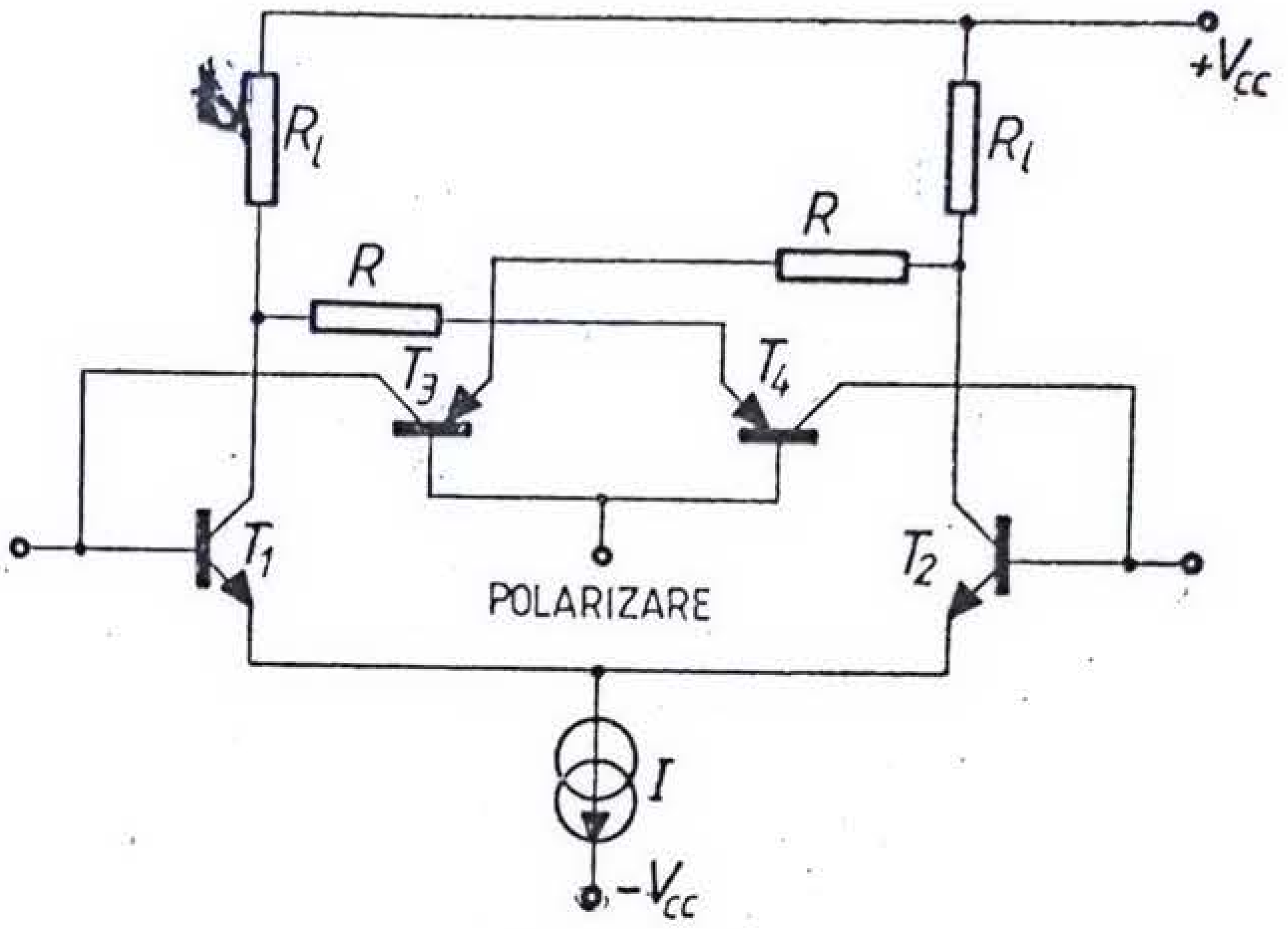


Fig. 1.76.

Pentru calculul rezistenței de intrare de mod comun se folosește circuitul echivalent valabil pentru funcționarea pe modul comun, prezentat în figura 1.75, b, în care $R_o$ este rezistența de ieșire a sursei de curent constant. Deoarece $R_o \to \infty$, iar tensiunea de ieșire $V_{oc} \cong 0$, se obține $I_{ic} = V_{ic}/R$, prin urmare rezistența de intrare de mod comun este

$$R_{ic} = V_{ic}/I_{ic} = R. \tag{1.114}$$

Deci introducerea rezistențelor $R$ micșorează valoarea rezistenței de intrare de mod comun. Comanda acestui etaj, prevăzut cu reacție pozitivă, de la surse de semnal cu rezistențe interne de valori ridicate, poate produce instabilitatea schemei.

**1.47.** Pentru schema simplificată de amplificator diferențial din figura **1.76** să se calculeze rezistența de intrare pe modul diferențial și rezistența de intrare pe modul comun.

Se va admite $R \gg R_l$ și $r_o = r_\mu = \infty$. Se consideră că sursa de curent constant $I$ este ideală (de rezistență internă infinită).

*Soluție.* Pentru a nu proceda ca în problema precedentă, se aplică teorema lui Miller; se poate construi semicircuitul echivalent pentru funcționarea pe mod diferențial, prezentat în figura **1.77**, în care, deoarece $R \gg R_l$, avem $a \cong g_m \cdot R_l$.

Se observă că, datorită reacției pozitive existente în schemă, în paralel cu rezistența $r_\pi$ a tranzistorului apare o rezistență negativă egală cu $-R/(a-1)$. Atunci $I_i = (V_i/2)[1/r_\pi - (g_m R_l - 1)/R]$ sau $R_{id} = V_i/I_i = 2[1/r_\pi - (g_m R_l - 1)/R]$.

Se observă același efect ca și în cazul problemei precedente, de mărirea rezistenței de intrare diferențiale, datorită aplicării reacției pozitive.

Pentru calculul rezistenței de intrare corespunzătoare funcționării pe modul comun se utilizează semicircuitul de mod comun prezentat în figura 1.78, pentru care se obține $R_{ic} = V_{ic}/I_{ic} = 1/[1/(2R_o\beta) + a/R]$, unde $a = R_l/2R_o$. Se observă că pentru $R_o \to \infty$ și $a = 0$, rezultă $R_{ic} \to \infty$.

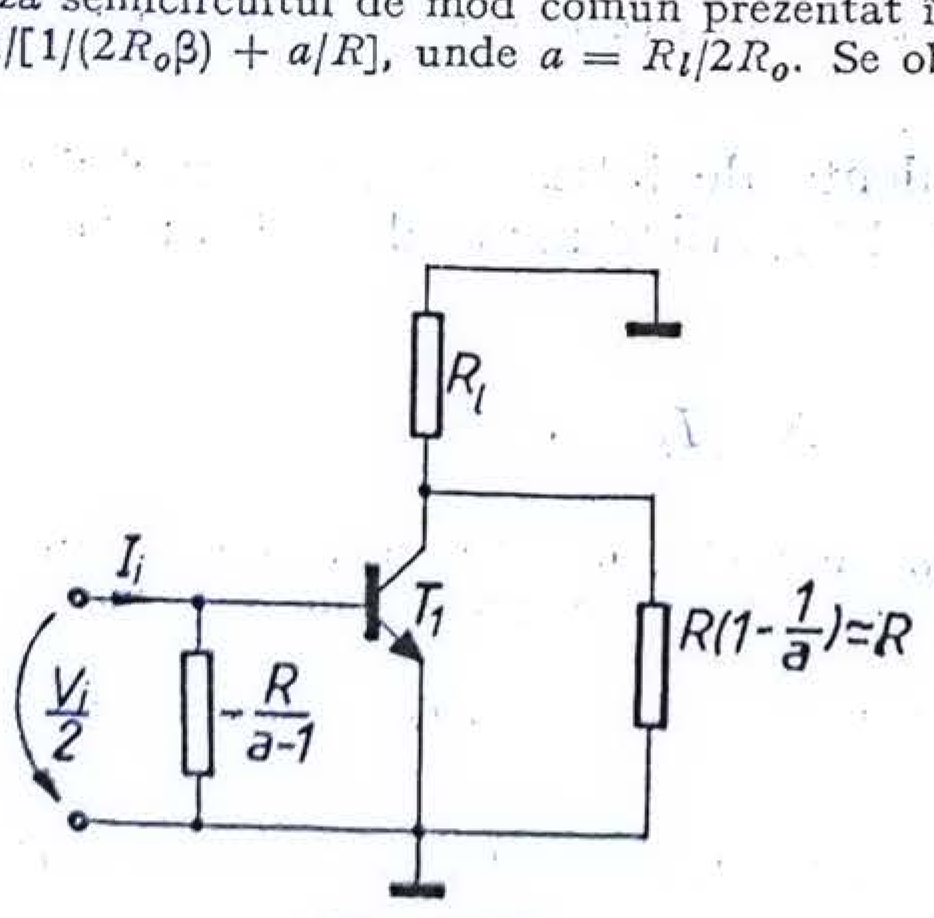


Fig. 1.77.

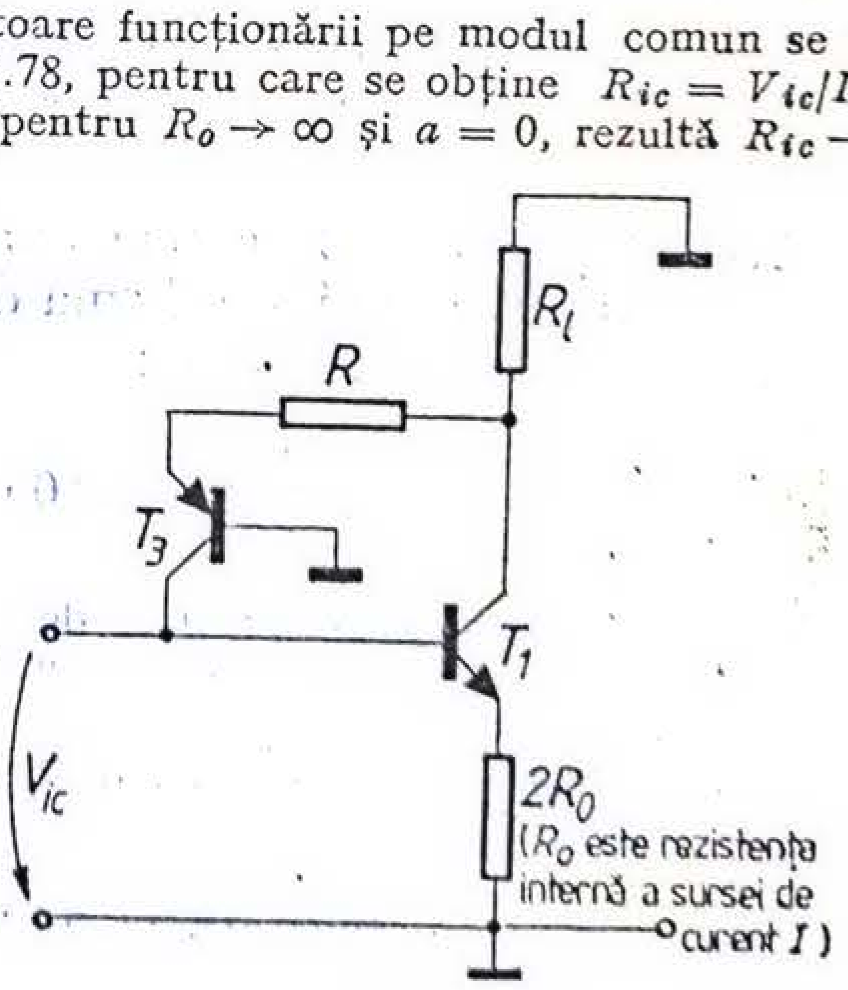


Fig. 1.78.

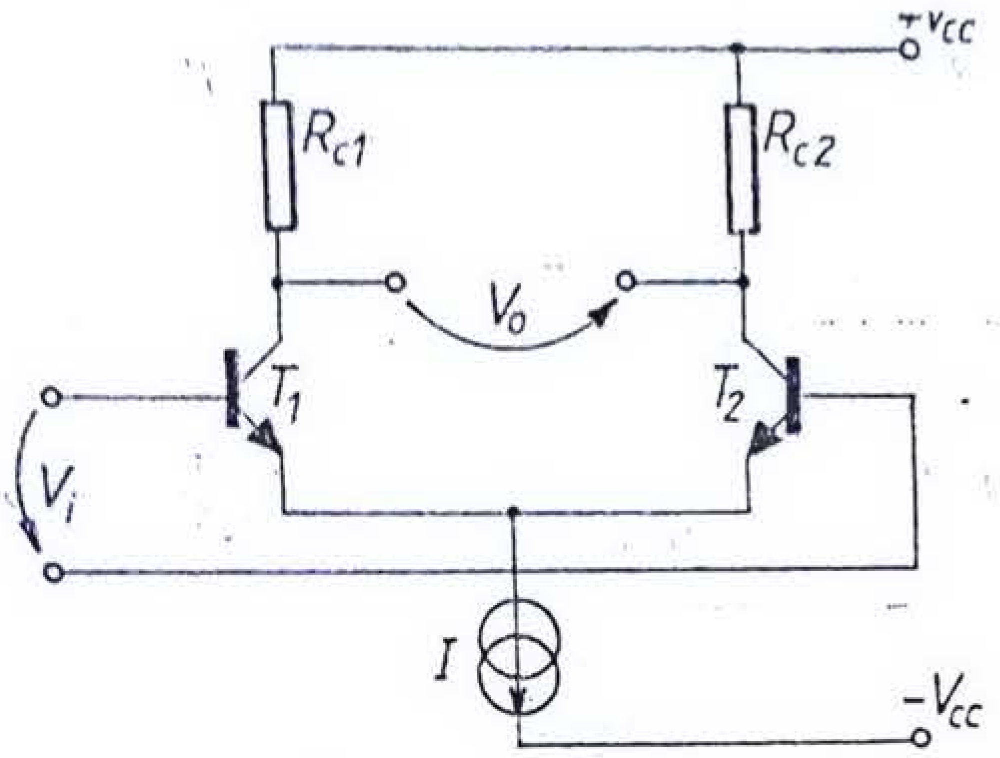



Fig. 1.79.

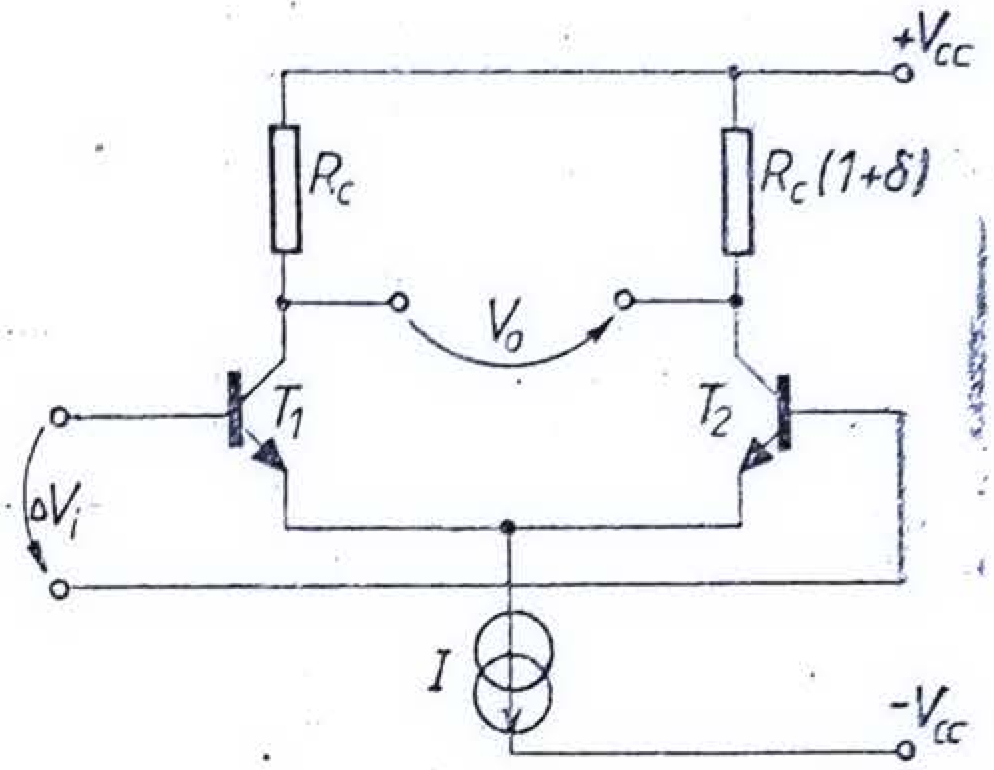



Fig. 1.80.

**1.48.** Amplificatorul diferențial din figura 1.79 utilizează drept rezistențe de colector rezistențe obișnuite cu carbon. Admițînd că tranzistoarele sînt perfect împerecheate, că $R_{C1} = R_{C2}$ și că la temperatura camerei $V_o = 0$ dacă $V_i = 0$, să se determine deriva $\Delta V_i/\Delta T$ a tensiunii echivalente de intrare știind că cei doi coeficienți de temperatură ai celor două rezistențe diferă între ei cu 1/1000 pe grad Celsius.

*Soluție.* Datorită identității tranzistoarelor, $I_{C1} = I_{C2} = I/2$ și $g_{m1} = g_{m2} = (q/kT)(I/2) = 20\, I$ mA/V la temperatura camerei.

Variind temperatura, cele două rezistențe își modifică valoarea. Fie $R_C$ și $R_C(1+\delta)$ noile valori ale rezistențelor de colector, după cum se arată în figura 1.80. Această modificare atrage după sine apariția unei tensiuni de ieșire $V_o \neq 0$. Pentru echilibrare trebuie aplicată la intrare o tensiune $\Delta V_i$ astfel încît tensiunile pe cele două colectoare să redevină egale, adică $V_{C1} = V_{C2}$ sau $(I/2 + g_m \Delta V_i/2) R_C = (I/2 - g_m \Delta V_i/2) R_C(1+\delta)$, ceea ce conduce la $\Delta V_i = I\delta/[2g_m(1+\delta/2)] \cong I\delta/(2g_m) = \delta/40$. Ca urmare, deriva termică a tensiunii echivalente de intrare va fi

$$\Delta V_i/\Delta T = (1/40) \cdot (\delta/\Delta T). \tag{1.115}$$

Însă $\delta/\Delta T$ este chiar diferența coeficienților de temperatură a celor două rezistențe de colector, egală cu 1/1000 pe grad Celsius din datele problemei, deci $\Delta V_i/\Delta T = 1/(40 \cdot 1000)$ V/°C $= 25$ μV/°C.

Valoarea obținută arată că în cazul în care trebuie să se realizeze un amplificator diferențial cu derivă termică mică, este necesar să se utilizeze rezistențe cu coeficienți de temperatură foarte apropiați.

**1.49.** Să se calculeze tensiunea echivalentă de intrare într-un amplificator diferențial standard, avînd schema din figura 1.81, știind abaterile față de valorile medii ale mărimilor $R_c$ și $I_s$:

$$\Delta R_C/R_C = 0{,}01 \qquad \text{și} \qquad \Delta I_S/I_S = 0{,}05.$$

*Soluție.* Tensiunea echivalentă de intrare $V_{IO}$ este egală cu valoarea tensiunii ce trebuie aplicată între cele două intrări astfel încît tensiunea de ieșire diferențială să fie zero, după cum se arată în figura 1.82.

Însumînd tensiunile din bucla de intrare se obține $V_{IO} + V_{BE2} - V_{BE1} = 0$, ceea ce se mai poate scrie sub forma

$$V_{IO} = V_T[\ln(I_{C1}/I_{S1}) - \ln(I_{C2}/I_{S2})] = V_T \ln[(I_{C1}/I_{C2}) \cdot (I_{S2}/I_{S1})], \tag{1.116}$$

unde $V_T = kT/q$.

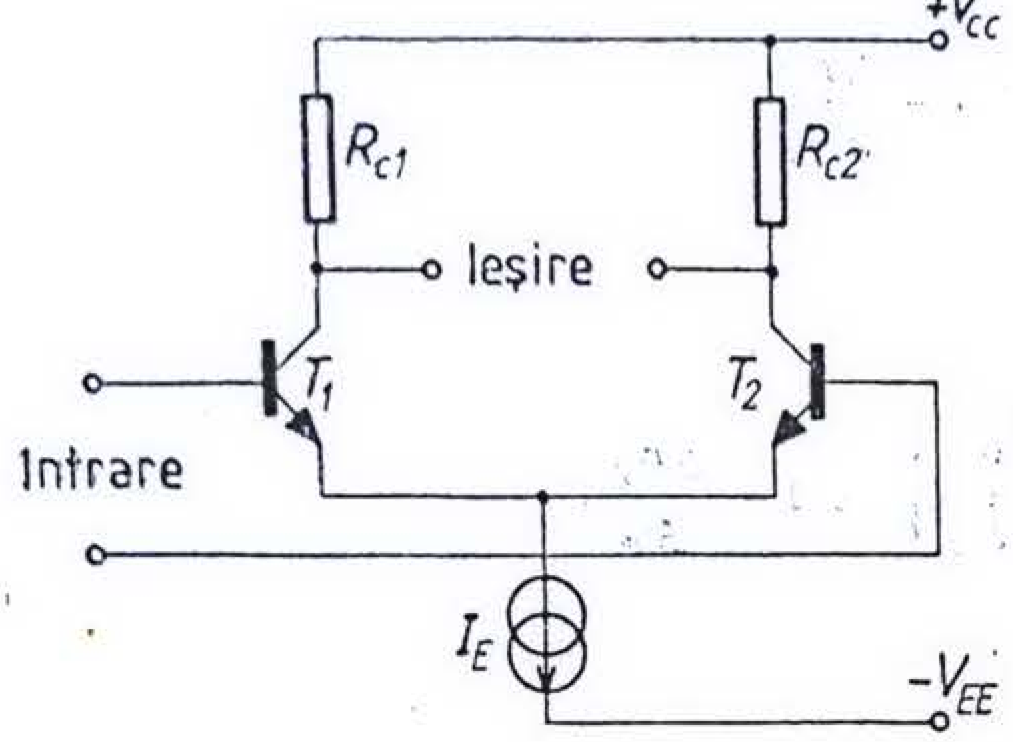



Fig. 1.81.

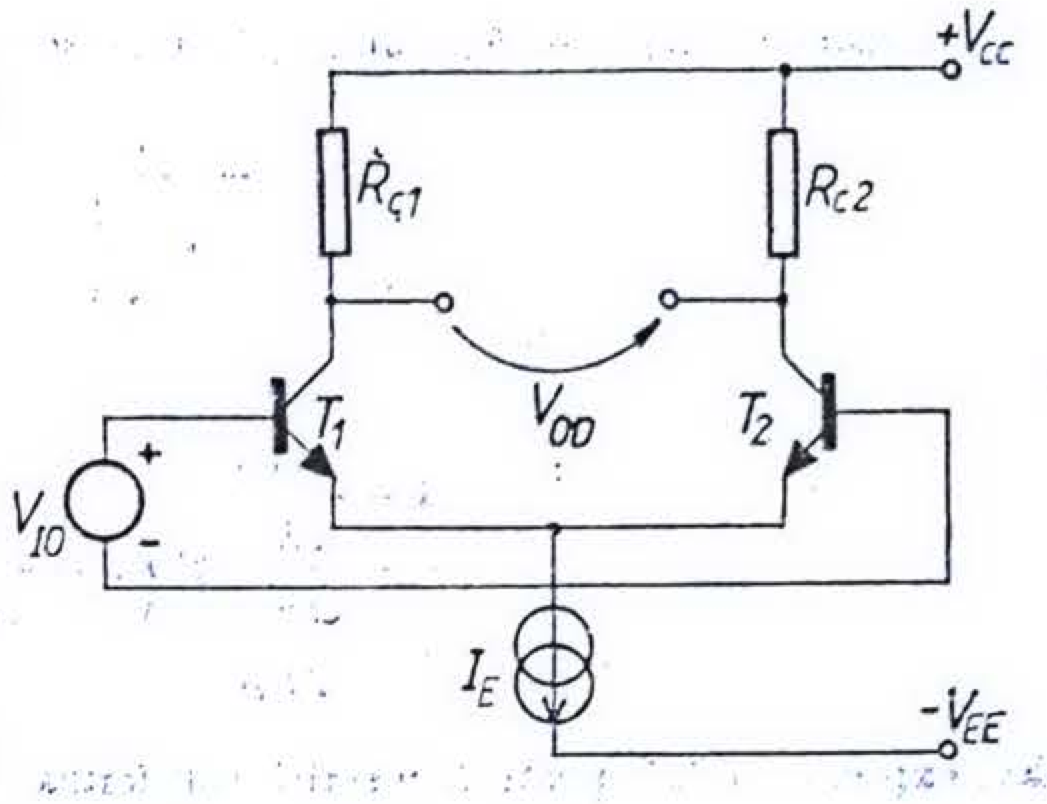



Fig. 1.82.

Pentru ca $V_{od}$ să fie egal cu zero, trebuie ca $I_{C1}R_{C_1} = I_{C_2}R_{C_2}$ sau

$$I_{C1}/I_{C_2} = R_{C_2}/R_{C1}. \tag{1.117}$$

Din relaţiile (1.116) şi (1.117) rezultă

$$V_{IO} = V_T \ln[(R_{C_2}/R_{C1}) \cdot (I_{S_2}/I_{S1})]. \tag{1.118}$$

Se notează:

$$R_C = (R_{C_1} + R_{C_2})/2 \tag{1.119}$$

şi

$$\Delta R_C = R_{C_1} - R_{C_2}. \tag{1.120}$$

Din relaţiile (1.119) şi (1.120) rezultă

$$R_{C_1} = R_C + \Delta R_C/2 \tag{1.121}$$

$$R_{C_2} = R_C - \Delta R_C/2. \tag{1.122}$$

Similar se poate obţine

$$I_{S_1} = I_S + \Delta I_S/2. \tag{1.123}$$

$$I_{S_2} = I_S - \Delta I_S/2. \tag{1.124}$$

Înlocuind relaţiile (1.121)–(1.124) în expresia tensiunii echivalente de intrare (1.118), rezultă

$$V_{IO} = V_T \ln\left[\frac{R_C - \frac{\Delta R_C}{2}}{R_C + \frac{\Delta R_C}{2}} \cdot \frac{I_S - \frac{\Delta I_S}{2}}{I_S + \frac{\Delta I_S}{2}}\right] =$$

$$= V_T \ln\left[\frac{1 - \frac{\Delta R_C}{2R_C}}{1 + \frac{\Delta R_C}{2R_C}} \cdot \frac{1 - \frac{\Delta I_S}{2I_S}}{1 + \frac{\Delta I_S}{2I_S}}\right]. \tag{1.125}$$

Deoarece $\Delta R_C/2 \ll R_C$, iar $\Delta I_S/2 \ll I_S$ se poate considera că

$$\frac{1}{1+\dfrac{\Delta R_C}{2R_C}} \cong 1-\frac{\Delta R_C}{2R_C}$$

şi

$$\frac{1-\dfrac{\Delta R_C}{2R_C}}{1+\dfrac{\Delta R_C}{2R_C}} \cong \left(1-\frac{R_C}{2R_C}\right)^2 \cong 1-\frac{\Delta R_C}{R_C},$$

deci expresia (1.125) poate fi rescrisă sub forma:

$$V_{IO} = V_T \ln\left[\left(1-\frac{\Delta R_C}{R_C}\right)\left(1-\frac{\Delta I_S}{I_S}\right)\right]. \tag{1.126}$$

Dacă din dezvoltarea în serie Taylor a funcţiei logaritmice se păstrează numai primul termen, relaţia (1.126) poate fi adusă la următoarea formă simplificată

$$V_{IO} = V_T(-\Delta R_C/R_C - \Delta I_S/I_S) = -V_T(\Delta R_C/R_C + \Delta I_S/I_S). \tag{1.127}$$

Ţinînd seama că din datele problemei $\Delta R_C/R_C = 0{,}01$ şi $\Delta I_S/I_S = 0{,}05$ şi ştiind că la temperatura camerei $V_T = 26$ mV, rezultă

$$V_{IO}|_{300\,K} = -26\cdot 0{,}06 = -1{,}56 \text{ mV}.$$

Se poate preciza că sensul (semnul) tensiunii echivalente nu are o semnificaţie foarte precisă deoarece abaterile faţă de valorile medii pot fi ele însele fie pozitive, fie negative.

**1.50.** Să se calculeze curentul rezidual de intrare în amplificatorul diferenţial din figura 1.81, cunoscînd abaterile faţă de valorile medii ale mărimilor $R_C$ şi $\beta$: $\Delta R_C/R_C = 0{,}01$ şi $\Delta\beta/\beta = 0{,}1$.

*Soluţie.* Prin definiţie curentul rezidual de intrare este egal cu diferenţa dintre curenţii de polarizare şi, respectiv, de bază, ce trebuie furnizaţi în cele două intrări pentru ca tensiunea diferenţială de ieşire să fie zero. Deoarece curentul de bază este egal cu curentul de colector împărţit prin $\beta$, rezultă următoarea expresie a curentului rezidual de intrare

$$I_{IO} = I_{C1}/\beta_1 - I_{C2}/\beta_2. \tag{1.128}$$

Generalizînd expresiile (1.121) şi (1.122) se poate scrie

$$I_{C_1} = I_C + \Delta I_C/2,$$
$$I_{C_2} = I_C - \Delta I_C/2 \tag{1.129}$$

şi

$$\beta_1 = \beta + \Delta\beta/2,$$
$$\beta_2 = \beta - \Delta\beta/2, \tag{1.130}$$

ceea ce conduce la

$$I_{IO} = (I_C + \Delta I_C/2)/(\beta + \Delta\beta/2) - (I_C - \Delta I_C/2)/(\beta - \Delta\beta/2). \tag{1.131}$$

Neglijînd termenii de ordin superior, se obţine

$$I_{IO} = (I_C/\beta)\cdot(\Delta I_C/I_C - \Delta\beta/\beta). \tag{1.132}$$

Din relația (1.117) rezultă $\Delta I_C/I_C = -\Delta R_C/R_C$, deci relația (1.132) se poate rescrie sub forma

$$I_{IO} = -(I_C/\beta) \cdot (\Delta R_C/R_C + \Delta\beta/\beta). \tag{1.133}$$

Ținînd seama de datele problemei se obține:

$$I_{IO} = -(I_C/\beta) \cdot 0{,}11. \tag{1.134}$$

Rezultă necesitatea minimizării curentului de polarizare $I_C/\beta$, în scopul minimizării curentului rezidual de intrare.

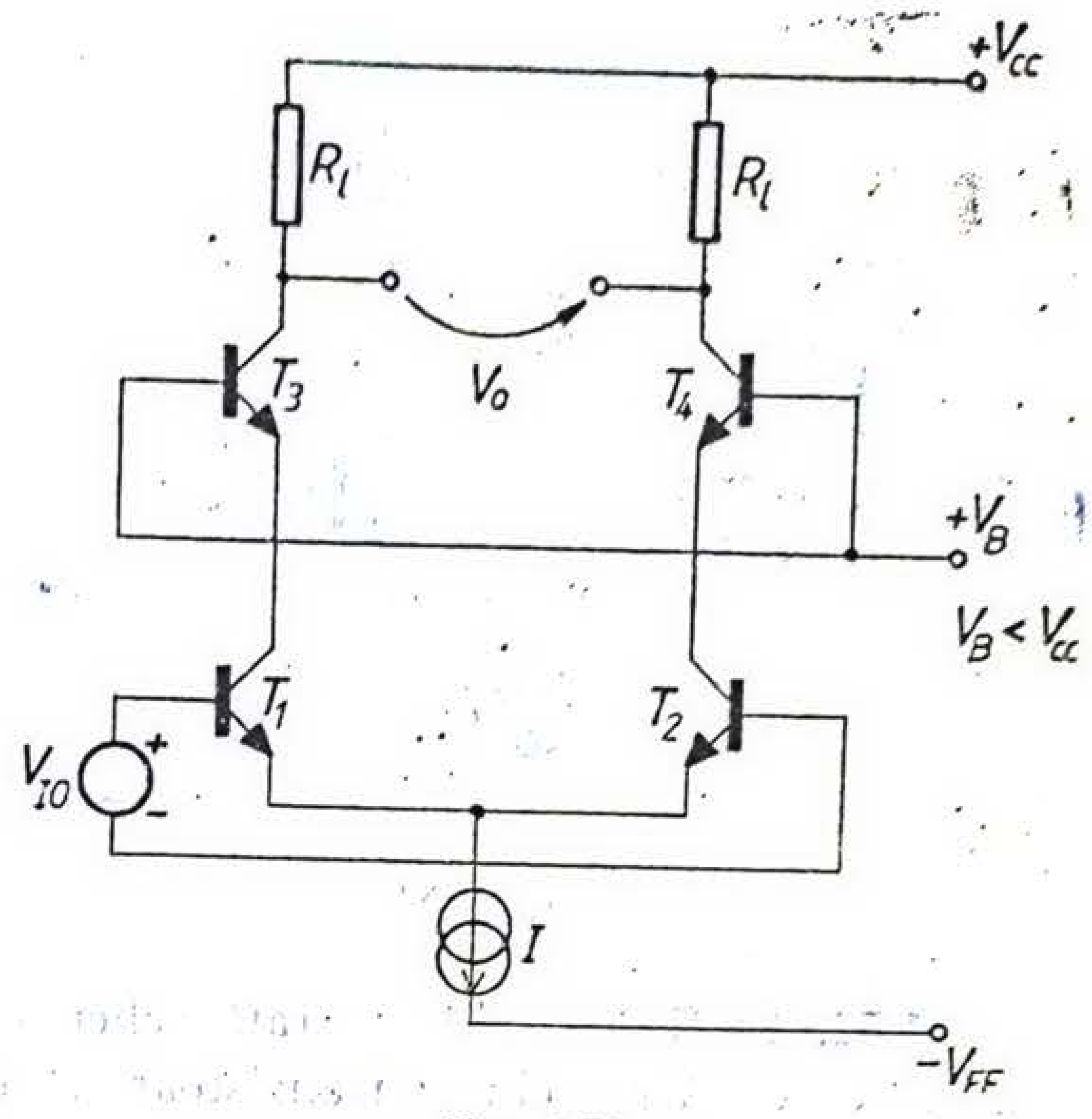


Fig. 1.83.

**1.51.** Se consideră amplificatorul diferențial din figura 1.83. Se presupune că tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt perfect împerecheate. Se admite de asemenea că $\beta_3 = \beta_4 = 100$ la 25° C. În aceste condiții tensiunea de ieșire $V_{od}$ este zero pentru $V_i = 0$. Admițînd că variația lui $\beta_3$ este de 0,5 %/°C, iar a lui $\beta_4$ de 1 %/°C, să se calculeze tensiunea reziduală de intrare corespunzătoare variației temperaturii cu 1 °C.

*Soluție.* Problema se poate rezolva utilizînd metoda folosită anterior în problema **1.49**. Pentru diversificare se va folosi însă un alt procedeu.

Fie $V_{IO}$ tensiunea reziduală de intrare ce trebuie calculată, iar $V_O$ tensiunea diferențială de ieșire datorată tensiunii reziduale de intrare. Atunci

$$V_{IO} = V_o/A_v, \tag{1.135}$$

unde $A_v$ reprezintă amplificarea în tensiune a etajului.

Calculul lui $V_{IO}$ implică deci determinarea tensiunii $V_o$ și a amplificării $A_v$.

**După cum** s-a mai calculat, observînd că pentru comandă diferențială emitoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ și bazele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ sînt la masă, rezultă

$$A_v = A_i \cdot Z_l/Z_i = \beta_1 \cdot \alpha_3 \cdot R_l/r_{\pi 1} = g_{m1} \cdot [\beta_3/(1+\beta_3)] \cdot R_l. \tag{1.136}$$

Deoarece tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt riguros identice, $I_{C1} = I_{C2} = I/2$, deci $g_{m1} = (q/kT) \cdot (I/2)$ și deci

$$A_v = (q/kT) \cdot (I/2) \cdot [\beta_3/(1+\beta_3)]\, R_l. \tag{1.137}$$

Pentru calculul tensiunii de ieșire $V_o$ se utilizează relația generală de definiție,

$$V_o = V_{C3} - V_{C4},$$

unde

$$V_{C3} = V_{CC} - R_l \cdot I_{C3} = V_{CC} - R_l \cdot \alpha_3 I_{E3} \cong V_{CC} - R_l \alpha_3 I/2 \tag{1.138}$$

și, similar,

$$V_{C4} = V_{CC} - R_l I_{C4} \cong V_{CC} - R_l \alpha_4 I/2. \tag{1.139}$$

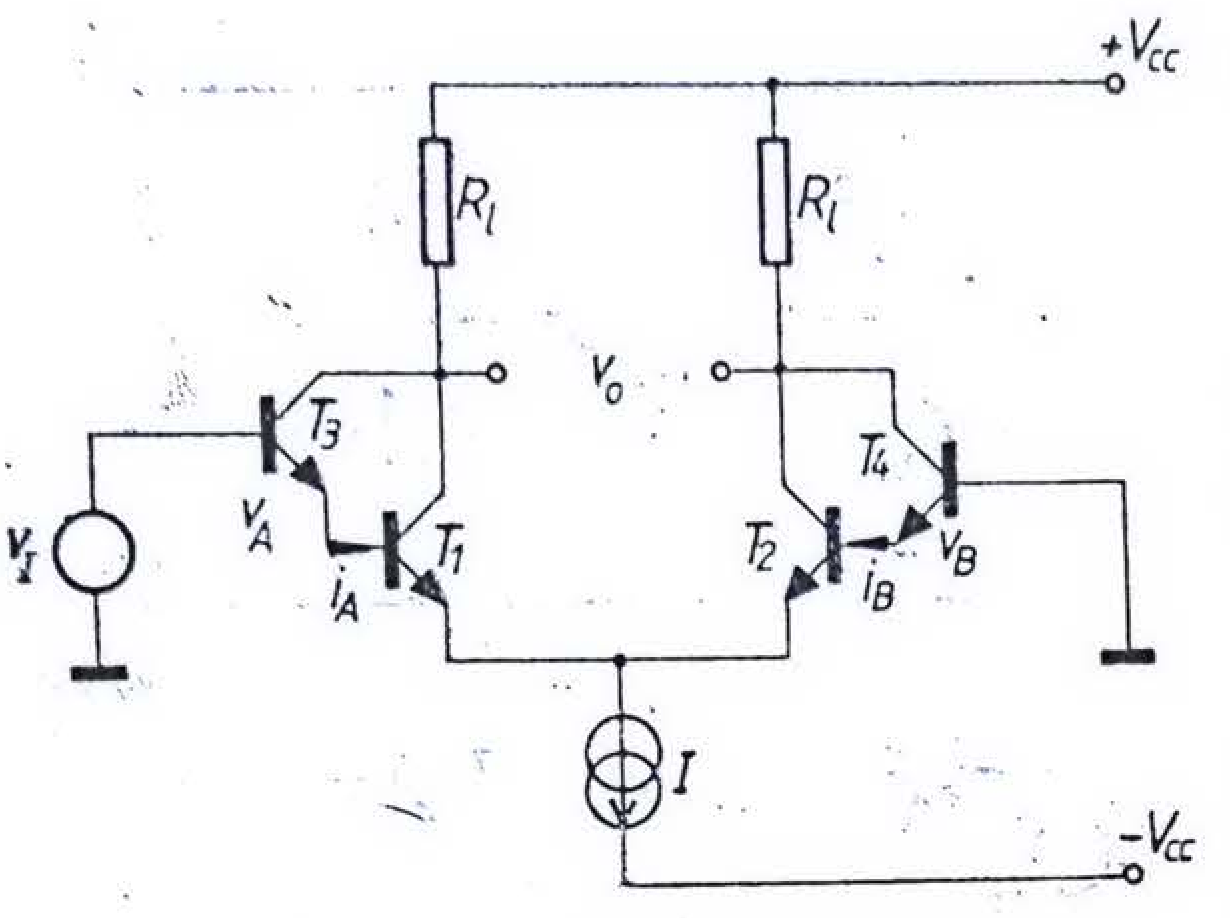



Fig. 1.84.

Înlocuind relațiile (1.138) și (1.139) în expresia de definiție a lui $V_o$, rezultă:

$$V_o = (IR_l/2)(\alpha_4 - \alpha_3) = (IR_l/2)(\alpha + \Delta\alpha_4 - \alpha - \Delta\alpha_3) = (IR_l/2)(\Delta\alpha_4 - \Delta\alpha_3), \tag{1.140}$$

deoarece, la 25° C, $\alpha_3 = \alpha_4 = \alpha$.

Știind că $\alpha = \beta/(1+\beta)$, se obține prin diferențiere $\Delta\alpha = \Delta\beta/(1+\beta)^2$, deci

$$V_o = (IR_l/2)[1/(1+\beta_3)^2](\Delta\beta_4 - \Delta\beta_3). \tag{1.141}$$

Înlocuind relațiile (1.137) și (1.141) în expresia (1.135), rezultă:

$$V_{IO} = (kT/q)\cdot[1/(1+\beta_3)]\cdot(\Delta\beta_4/\beta_3 - \Delta\beta_3/\beta_3) = 26\,\text{mV}\cdot 1/100 \times 0{,}5\% = 1{,}3\ \mu\text{V/°C}.$$

**1.52.** În figura 1.84 se arată schema tipică a unui amplificator diferențial realizat cu două perechi de tranzistoare în conexiune Darlington. Să se calculeze deriva tensiunii reziduale de intrare, admițind că rezistențele de sarcină sînt perfect împerecheate și au același coeficient de temperatură. Se va considera că tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ și, respectiv, $T_3$ și $T_4$ au o variație a factorului de amplificare în curent, $\beta$, de 0,6% pe grad Celsius și că precizia de împerechere, după această variație cu temperatura a lui $\beta$, este de 10%.

*Soluție.* Pentru a calcula deriva tensiunii reziduale de intrare trebuie determinat modul de variație a tensiunii $v_I$, atunci cînd variază curenții $i_A$ și $i_B$ astfel încît tensiunea de ieșire $v_o$ să rămînă zero.

Să admitem că în punctul static de funcționare acești curenți au valorile $I_A$ și respectiv $I_B$, situație în care $v_o = 0$.

Variația factorilor de amplificare $\beta_1$ și $\beta_2$ cu temperatura atrage după sine necesitatea variației acestor curenți cu valorile $\Delta i_A = -I_A\Delta\beta_1/\beta_1$ și $\Delta i_B = -I_B\Delta\beta_2/\beta_2$, unde $\Delta\beta/\beta$ reprezintă variația procentuală a lui $\beta_{1,2}$.

Ca urmare variația tensiunilor $v_A$ și $v_B$ se poate calcula cu ușurință, știind că rezistența de ieșire din tranzistoare $T_3$ și $T_4$ este inversul pantei $g_m$ a tranzistoarelor respective:

$$\Delta v_A = (1/g_{m3})\cdot\Delta i_A = -1/g_{m3} I_A\Delta\beta_1/\beta_1$$

$$\Delta v_B = (1/g_{m4})\cdot\Delta i_B = -1/g_{m4} I_B\Delta\beta_2/\beta_2. \tag{1.142}$$

Deci variația tensiunii $v_I$, necesară pentru a menține $v_o = 0$, care este egală cu diferența dintre $\Delta v_A$ și $\Delta v_B$, va fi

$$\Delta v_I = \Delta v_A - \Delta v_B = 1/g_{m4}\cdot I_B\Delta\beta_2/\beta_2 - 1/g_{m3}\cdot I_A\Delta\beta_1/\beta_1.$$

Înlocuind $g_{m4}$ cu $I_B/(kT/q)$ și $g_{m3}$ cu $I_A/(kT/q)$ se obține:

$$\Delta v_I = \frac{kT}{q}\left(\frac{\Delta\beta_2}{\beta_2} - \frac{\Delta\beta_1}{\beta_1}\right) = 15\ \mu\text{V/°C}$$

**1.53.** Pentru amplificatorul diferențial din figura 1.85, a, $\beta = 100$, $r_x = 100\ \Omega$, $r_\mu = r_o = \infty$, $V_{BE} = 0,6$ V, iar $V_{CE\,sat} = 0$ V. Se va admite că tranzistoarele sînt identice, cu excepția întrebării de la punctul d.

a. Să se determine punctele statice de funcționare.

b. Să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ a etajului.

c. Cît este rezistența de intrare de mod diferențial $R_{id}$? Dar de mod comun $R_{ic}$? Să se calculeze rezistența de intrare „văzută" de sursa de semnal în funcție de $R_{id}$ și $R_{ic}$.

d. Se presupune că tranzistoarele diferă prin $\beta$ ($\beta_1 = 100$ și $\beta_2 = 50$). Să se calculeze o nouă valoare, fie pentru $R_{E1}$ fie pentru $R_{E2}$, astfel încît, în repaus, curenții de emitor ai tranzistoarelor să-și păstreze valoarea de la punctul a.

e. Să se proiecteze o sursă de curent, avînd schema din figura 1.85, b, care să înlocuiască rezistența $R_E$ menținînd aceleași puncte de funcționare pentru tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ presupuse din nou identice, ca la punctul a. Se va considera că tranzistorul $T_3$ este la fel ca $T_1$ și $T_2$.

*Soluție.* Deoarece $V_{CC} = I_B R_s + V_{BE} + (I_E/2)R_{E1} + I_E R_E$, unde $I_B = I_E/(2(\beta + 1)$, rezultă $I_E = (V_{CC} - V_{BE})/[R_s/2(\beta + 1) + R_{E1}/2 + R_E] = 1{,}87\,\text{mA}$, deci $I_{C_1} = I_{C_2} = I_E/2 = 0{,}94\,\text{mA}$.

Tensiunea $V_{CE_1}$ se calculează cu relația $V_{CE_1} = 2V_{CC} - (R_C I_{C_1} + R_{E_1} I_{C_1} + R_E I_E) = 5{,}9$ V.

Ținînd seama că pentru schema considerată $V_{id} = V_{ic} = V_i/2$, se poate scrie, în nodul de ieșire $-V_{od} = -A_{dd}V_{id} = -A_{dd}V_i/2$ și $V_{oc} = A_{cc}V_{ic} = A_{cc}V_i/2$, deci $V_o = -V_{od} + V_{oc} = (V_i/2)(A_{cc} - A_{dd})$.

În consecință, trebuie calculate amplificările $A_{dd}$ și $A_{cc}$. Însă $A_{dd} = -(\beta R_c \parallel R_l)/[R_s + r_x + r_\pi + (\beta + 1)R_{E_1}]$ unde $r_\pi = \beta/g_m = 100/(0{,}94 \cdot 100) = 2{,}66\ \text{k}\Omega$, deci $A_{dd} = -(100 \cdot 5/6)/(1 + 0{,}1 + 2{,}65 + 101 \cdot 0{,}05) = -9{,}5$.

De asemenea, $A_{cc} = -(\beta R_c \parallel R_l)/[R_s + r_x + r_\pi + (\beta + 1)(R_{E_1} + 2R_E)] = -(100 \cdot 5/6)/[1 + 0{,}1 + 2{,}65 + 101(10 + 0{,}05)] = -0{,}08$. Atunci $V_o/V_i = (1/2)(-0{,}08 + 9{,}5) = 4{,}71$.

Utilizînd circuitul echivalent de intrare din figura 1.86 rezultă $R_i = (R_{id}/2) \parallel (R_{ic}/2) + R_{id}/2$, unde $R_{id} = 2[R_s + r_x + r_\pi + (\beta + 1)R_{E_1}] = 2 \cdot 8{,}8 = 17{,}6\ \text{k}\Omega$ iar $R_{ic} = R_s + r_x + r_\pi + (\beta + 1)(2R_E + R_{E_1}) = 1\,018{,}8\ \text{k}\Omega$, deci $R_i = 8{,}8 + 8{,}8 \parallel 509{,}4 = 17{,}45\ \text{k}\Omega$.

Utilizînd circuitul din figura 1.87 se poate scrie $I_{B_1}R_s + I_{E_1}R_{E_1} + V_{BE} = I_{B_2}R_s + I_{E_2}R_{E_2} + V_{BE}$, unde $I_{B_1} = I_{E_1}/(1 + \beta_1)$, iar $I_{B_2} = I_{E_2}/(1 + \beta_2)$, deci $R_s/(1 + \beta_1) + R_{E_1} = R_{E_2} + R_s/(1 + \beta_2)$, de unde $R_{E_1} = R_{E_2} + R_s[1/(1 + \beta_2) - 1/(1 + \beta_1)] = 50 + 1000(1/50 - 1/100) = 50 + 10 = 60\ \Omega$.

În schema din figura 1.88 se impun $I_E = 1{,}87$ mA și $I_B = I_E/\beta = 1{,}87\ \text{mA}/100 = 18{,}7\ \mu\text{A}$. Se alege, de exemplu, $I_R = 20\,I_B = 0{,}4$ mA, rezultînd $V_{R_2} = V_{BE} + R_1 I_E = 0{,}6 + 3{,}74 = 4{,}34$ V, deci $R_2 = 4{,}34/0{,}4 = 10{,}9\ \text{k}\Omega$ și $R_3 = (V_{CC} - V_{R_2})/0{,}4 = (10 - 4{,}34)/0{,}4 = 14{,}15\ \text{k}\Omega$

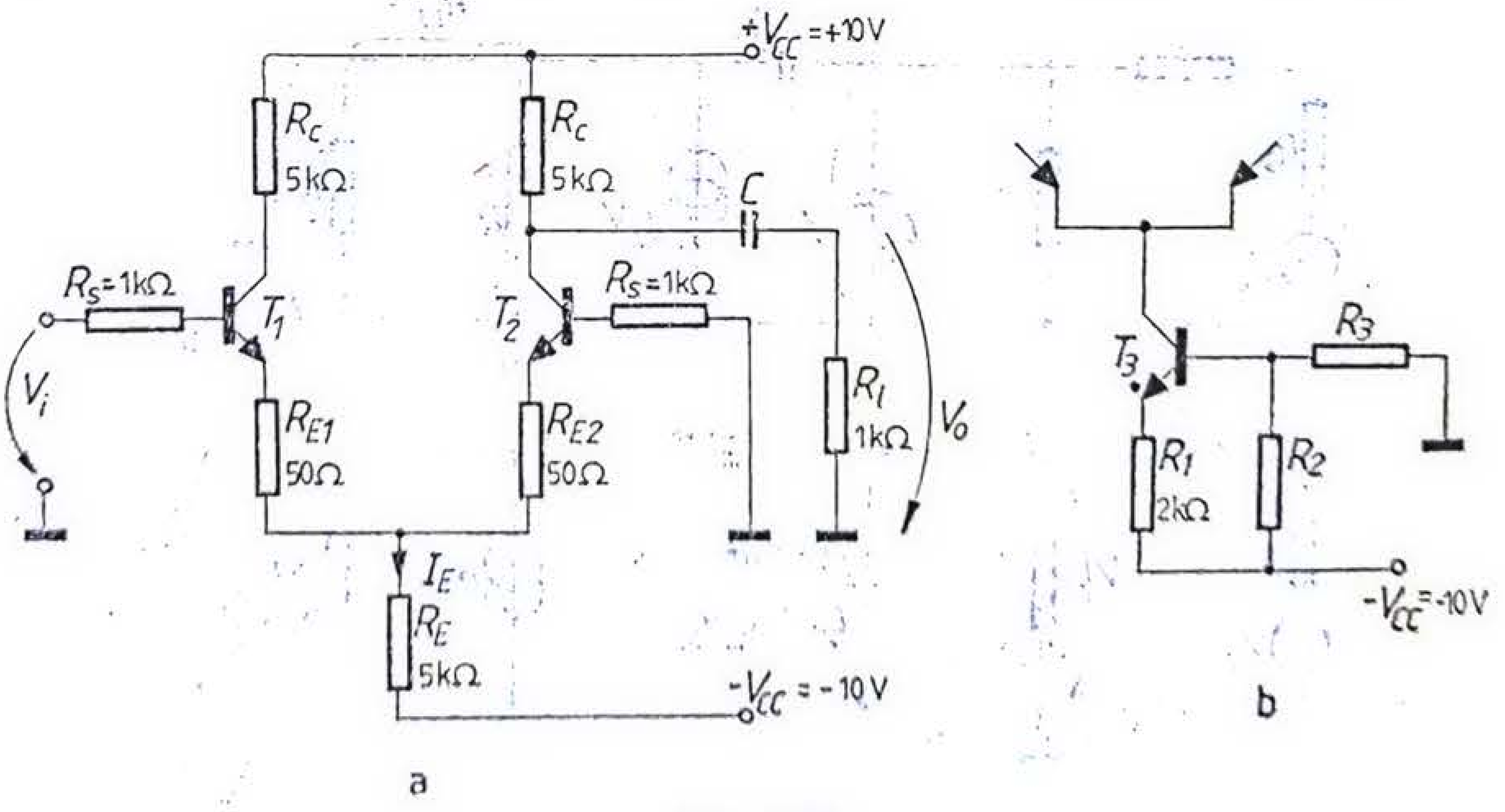



Fig. 1.85.

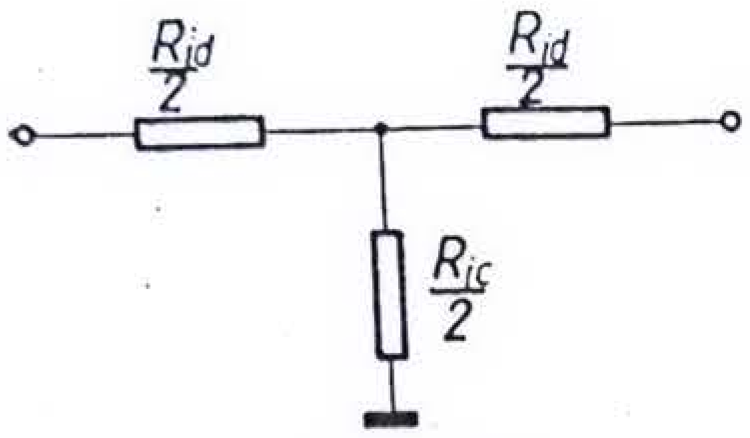



Fig. 1.86.

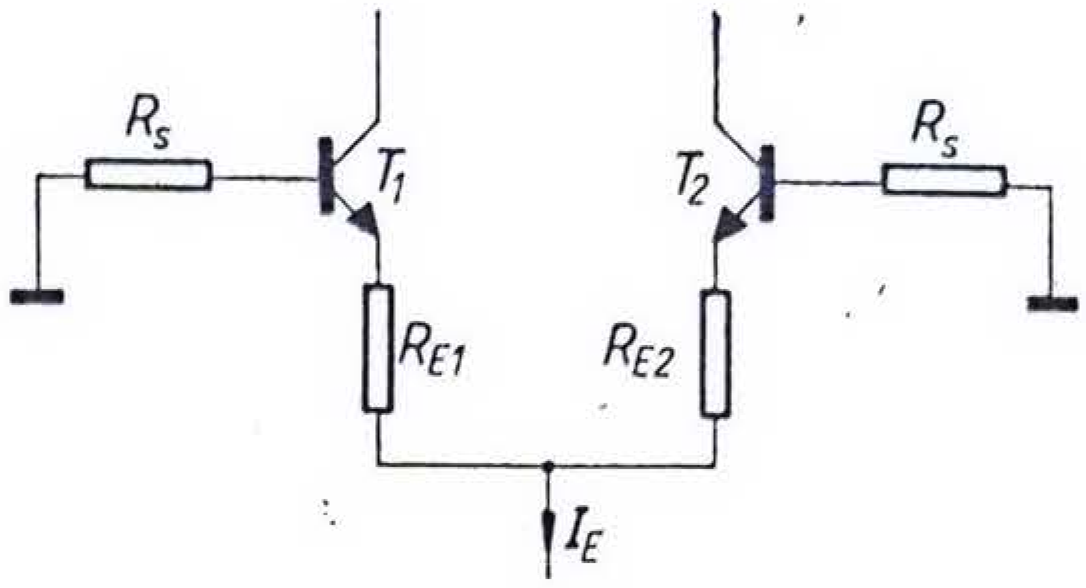



Fig. 1.87.

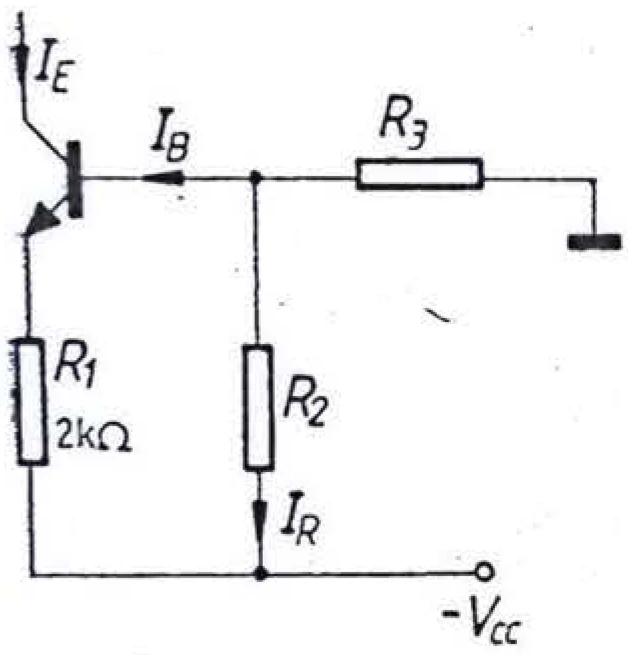



Fig. 1.88.

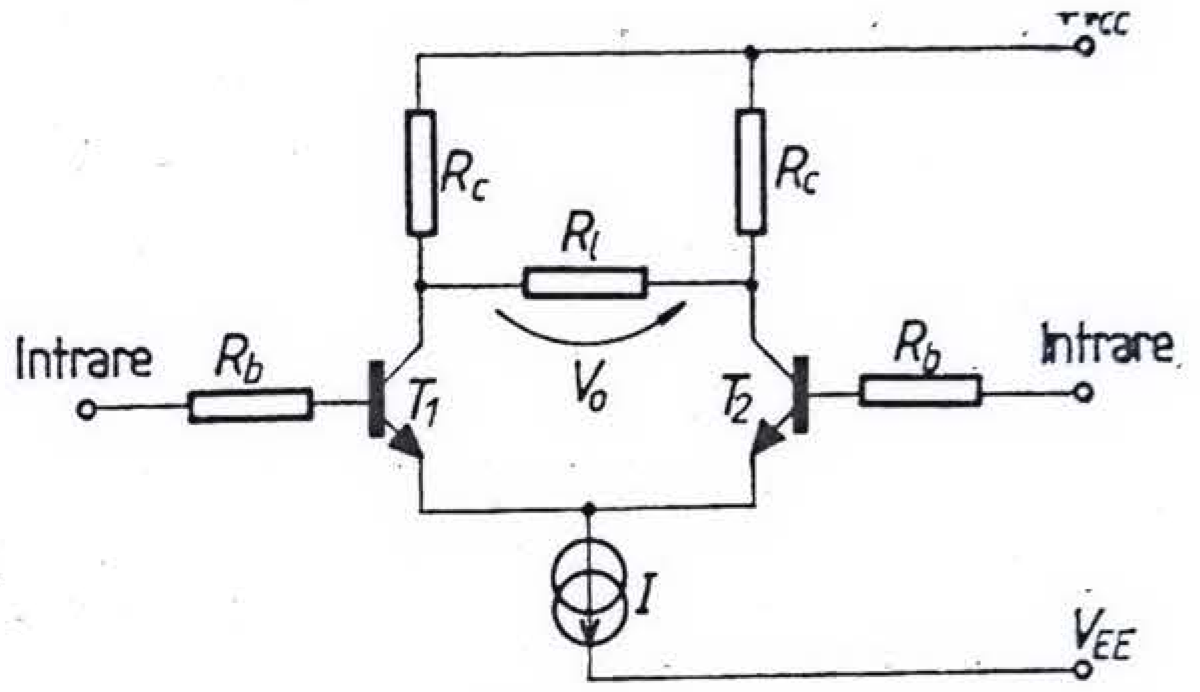



Fig. 1.89.

**1.54.** Să se determine, în funcţie de elementele schemei, frecvenţa limită superioară, corespunzătoare funcţionării pe modul diferenţial, a etajului diferenţial clasic din figura 1.89. Se va admite $r_o = r_\mu = \infty$ şi $r_x = 0$.

*Soluţie.* După cum s-a arătat în introducerea teoretică a capitolului, pentru o excitare pur diferenţială atît emitoarele comune ale tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$, cît şi punctul median al rezistenţei de sarcină $R_l$ sînt legate la masă. În aceste condiţii circuitul echivalent, corespunzător funcţionării la frecvenţe înalte, are aspectul din figura 1.90, a. Determinarea frecvenţei limită superioare se poate

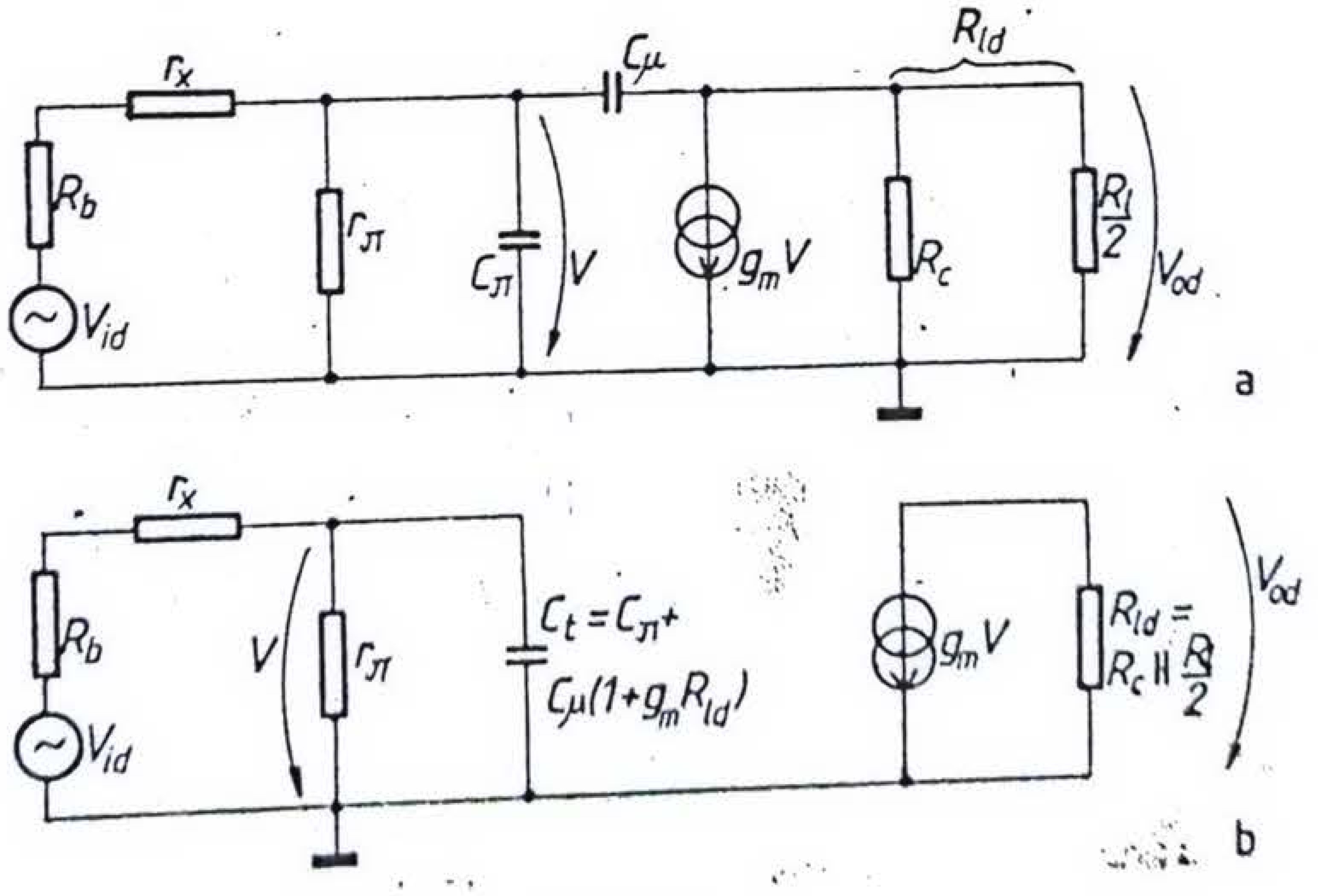



Fig. 1.90.

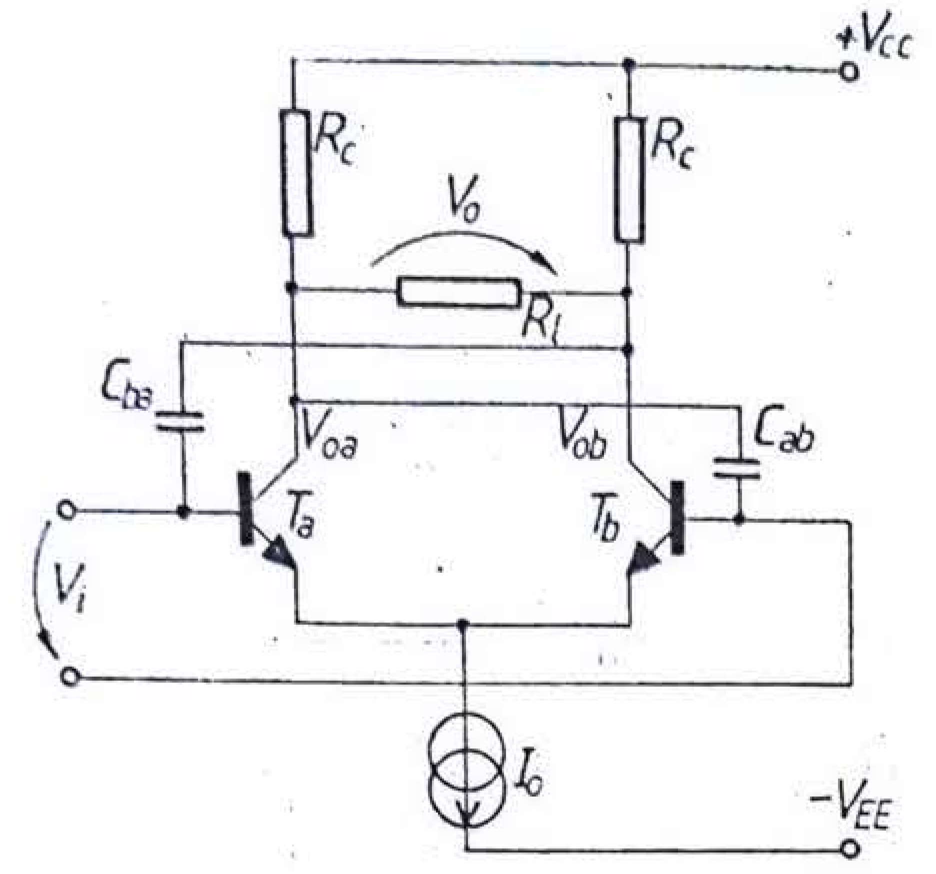



Fig. 1.91.

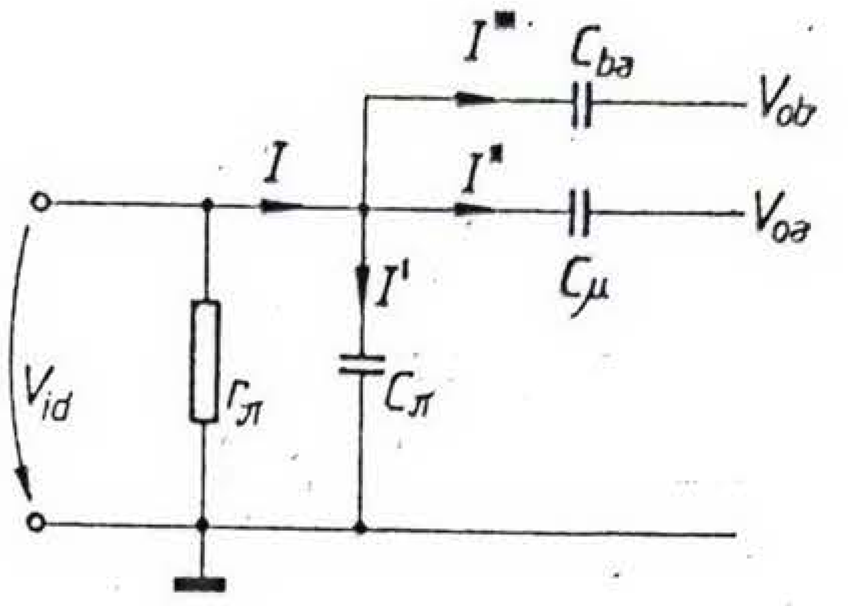



Fig. 1.92.

face aplicînd metoda constantelor de timp de gol. Dacă se utilizează procedeul de unilateralizare a tranzistorului, rezultă circuitul echivalent simplificat din figura 1.90, b pentru care se obține $\omega_s = 1/(R_t C_t)$, unde $C_t$ este capacitatea totală de intrare, iar $R_t$ rezistența „văzută" la bornele ei. Deci

$$\omega_s = 1/\{r_\pi \parallel (r_x + R_b) \cdot [C_\pi + C_\mu(1 + g_m R_{ld})]\}. \tag{1.144}$$

**1.55.** Se consideră amplificatorul diferențial prevăzut cu capacitățile de neutrodinare $C_{ab}$ și $C_{ba}$, din figura 1.91. Să se calculeze capacitatea de intrare între o bază și masă, corespunzătoare funcționării pe modul diferențial, admițînd $C_{ab} = C_{ba} = C_{\mu 1} = C_{\mu 2}$. Care este efectul neutrodinării asupra frecvenței limită superioare a acestui etaj de amplificare?

*Soluție.* Din semicircuitul echivalent corespunzător funcționării pe mod diferențial, prezentat în figura 1.92 se poate calcula componenta capacitivă a curentului de intrare, $I = I' + I'' + I''' = sC_\pi V_{id} + sC_{\mu 1}(V_{id} - V_{oa}) + sC_{ba}(V_{id} - V_{ob})$.

Datorită funcționării diferențiale, $V_{oa} = -V_{ob}$; ținînd seama că, prin datele problemei, $C_{ba} = C_{\mu 1}$, rezultă $I = sC_\pi V_{id} + 2sC_\mu V_{id}$, deci capacitatea totală de intrare este

$$C_t = C_\pi + 2C_\mu, \tag{1.145}$$

mult mai mică decît cea corespunzătoare etajului fără neutrodinare, care, după cum rezultă din figura 1.90, este $C_\pi + (1 + g_m R_{ld})C_\mu$. Evident, această micșorare a capacității de intrare atrage după sine mărirea frecvenței limită superioare.

**1.56.** Să se determine, în funcție de elementele schemei, frecvența limită superioară, corespunzătoare funcționării pe modul diferențial, a etajului diferențial prevăzut cu condensatorul $C$ de compresie a benzii, prezentat în figura 1.93. Se va admite $r_o = r_\mu = \infty$ și $r_x = 0$.

*Soluție.* Pentru funcționarea pe mod diferențial condensatorul $C$ poate fi considerat ca fiind alcătuit din două condensatoare, fiecare de valoare $2C$, înseriate, al căror punct median este legat la masă, rezultînd semicircuitul din figura 1.94, a. Frecvența limită superioară se poate calcula prin metoda constantelor de timp de gol, utilizînd semicircuitul echivalent din figura 1.94, b:

$$\omega_s = 1/[C_\pi r_\pi + C_\mu(r_\pi + R_{ld} + g_m r_\pi R_{ld}) + R_{ld} \cdot 2C]. \tag{1.146}$$

Pentru valori ridicate ale condensatorului $C$, primii doi termeni de la numitorul expresiei (1.146) sînt neglijabili față de al treilea, deci

$$\omega_s = 1/(2R_{ld}C). \tag{1.147}$$

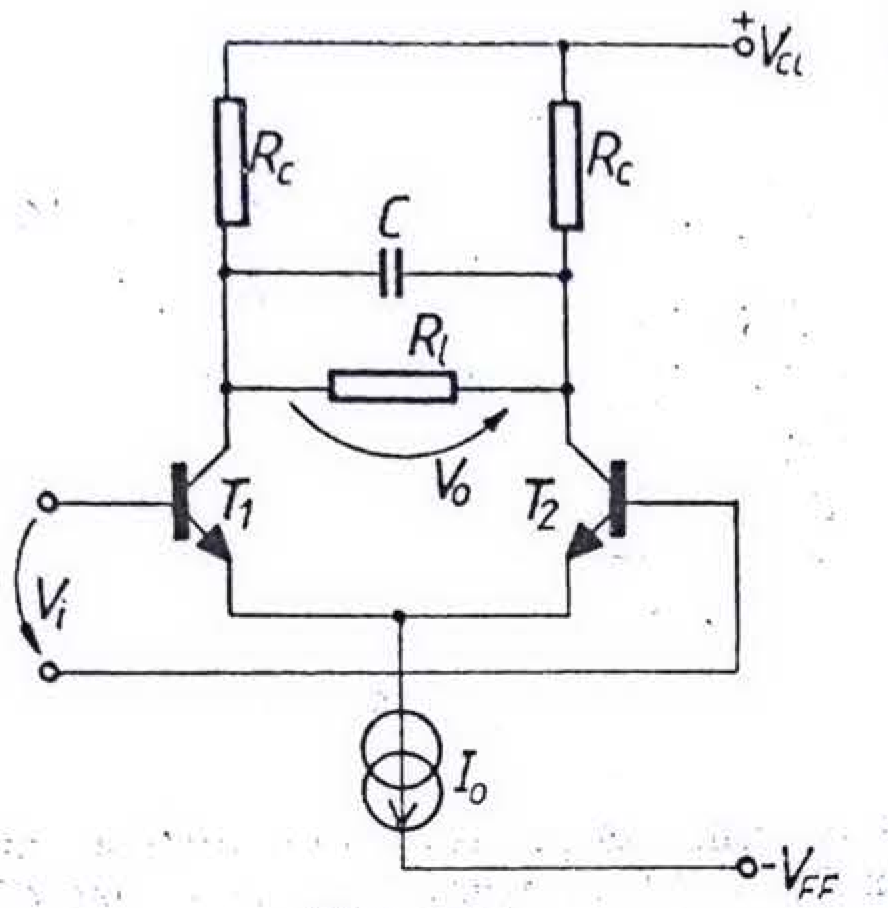



Fig. 1.93.

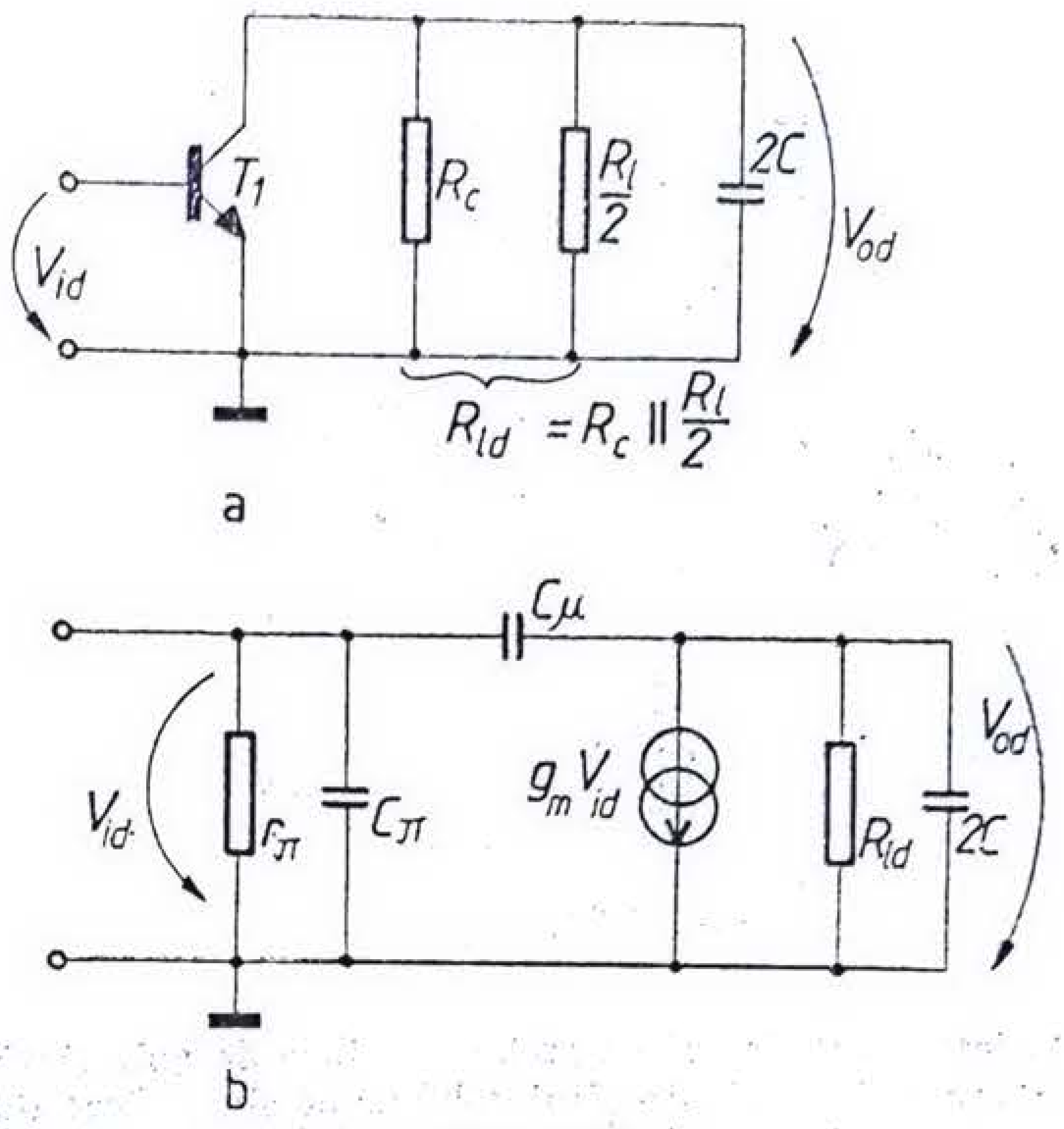



Fig. 1.94.

**1.57.** Se consideră schema amplificatorului diferențial din figura 1.95, în care $R_s = 0{,}8$ kΩ, $R_E = 75$ Ω, $R_3 = 4$ kΩ, $R_l = 1$ kΩ, $R_1 = 4$ kΩ, $R_2 = 10$ kΩ, iar $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V. Tranzistoarele au parametrii $\beta = 200$, $C_\mu = 0{,}25$ pF, $r_x = 200$ Ω și $C_\pi = 12{,}2$ pF la un curent static de colector de 1 mA, iar $r_o = r_\mu = \infty$. Să se calculeze frecvența limită superioară a etajului considerat.

*Soluție.* Calculul frecvenței limită superioare implică cunoașterea parametrilor circuitului echivalent al tranzistoarelor și, deci, mai întîi determinarea punctelor statice de funcționare.

Neglijînd, ca de obicei, curenții de bază, se poate calcula tensiunea în raport cu masa pe bazele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$: $V_{B3} = V_{CC} - [R_1/(R_1 + R_2)](V_{CC} + V_{EE}) = 10 - (4/14) \cdot 20 = 4{,}3$ V.

Tensiunea pe colectoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ este $V_{C_1} = V_{B3} - V_{BE3} = 3{,}6$ V.

Deoarece, în repaus, bazele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ sînt la masă, se poate calcula curentul lor de colector, $I_{C_1} = (V_{EE} - V_{BE})/(2R_3 + R_E) = (10 - 0{,}7)/8{,}075 = 1{,}15$ mA.

Deoarece β este foarte mare, se poate considera $\alpha \cong 1$, deci $I_{C_1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 1{,}15$ mA.

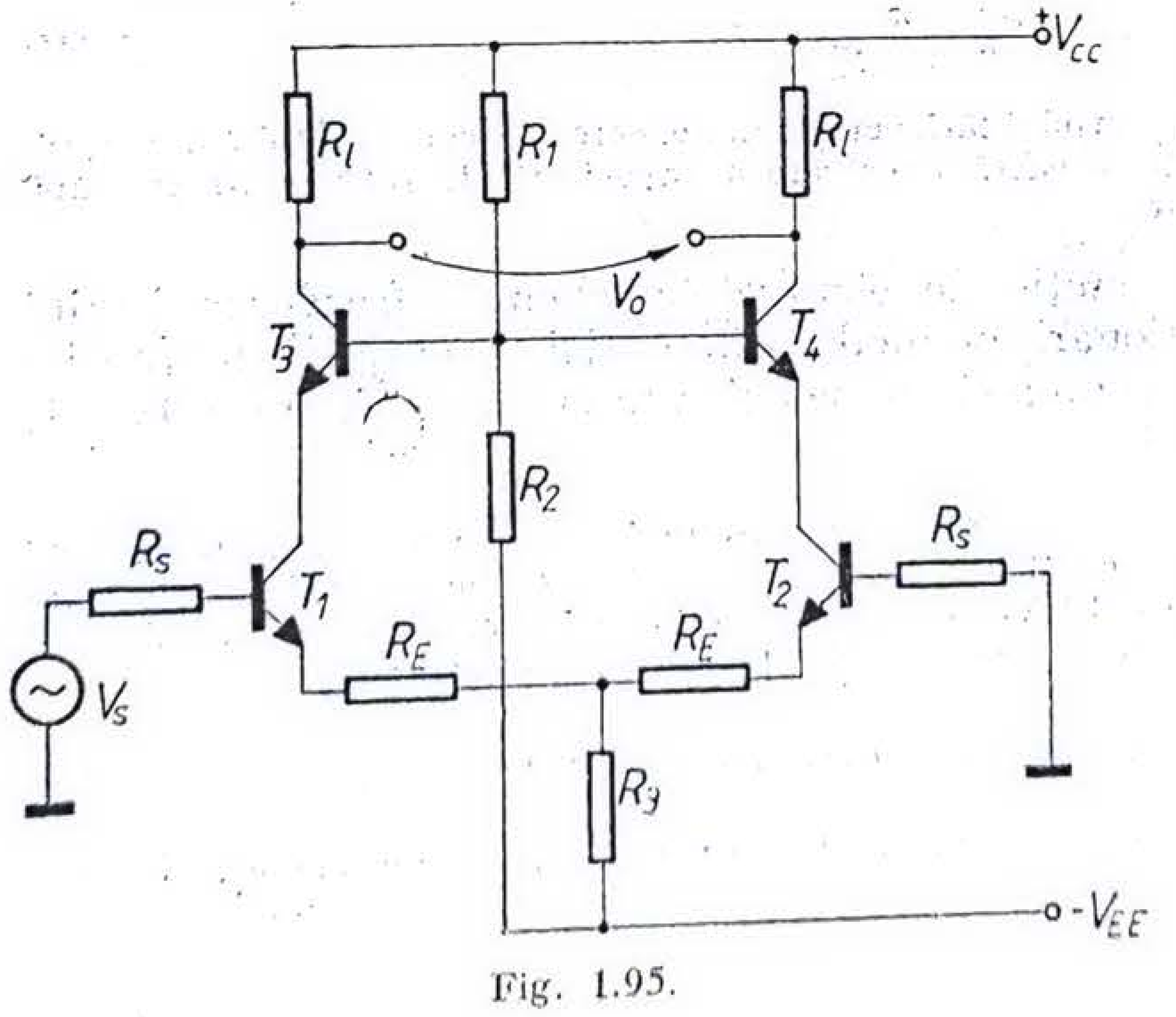



Fig. 1.95.

Analiza pe curent continuu se poate completa cu calculul tensiunii pe colectoarele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ în raport cu masa: $V_{C3} = V_{CC} - I_{C3}R_l = 10 - 1{,}15 = 8{,}85$V.

Cunoscînd curenții statici de colector ai tranzistoarelor, se calculează parametrii circuitului echivalent de semnal mic: $g_m = 40 \cdot I_C = 46$ mA/V, $r_\pi = \beta/g_m = 4{,}35$ kΩ, $C_\pi|_{1,15\,mA} = C_\pi|_{1\,mA} \cdot 1{,}15 \cong 14$ pF.

Pentru a determina comportarea etajului în domeniul frecvențelor înalte, se observă că datorită rejecției mari a modului comun, asigurată de rezistența $R_3$ din emitoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$, este suficient să se analizeze comportarea corespunzătoare funcționării pe modul diferențial, ponderea semnalului de mod comun în semnalul total de ieșire fiind nesemnificativă.

Semicircuitul echivalent, corespunzător funcționării pe modul diferențial, este prezentat în figura 1.96, fiind format dintr-un etaj în conexiunea cu emitorul comun și rezistență nedecuplată în emitor în cascadă cu un etaj în conexiunea cu baza comună (configurație de tip cascod).

Amplificarea de joasă frecvență se determină cu relația $A_v = V_o/V_s = A_{v1}A_{v2}$, $A_{v1}$ și $A_{v2}$ fiind amplificările în tensiune ale celor două etaje. Calculînd amplificarea cu relația $A_v = A_i \cdot Z_l/Z_i$, se obține:

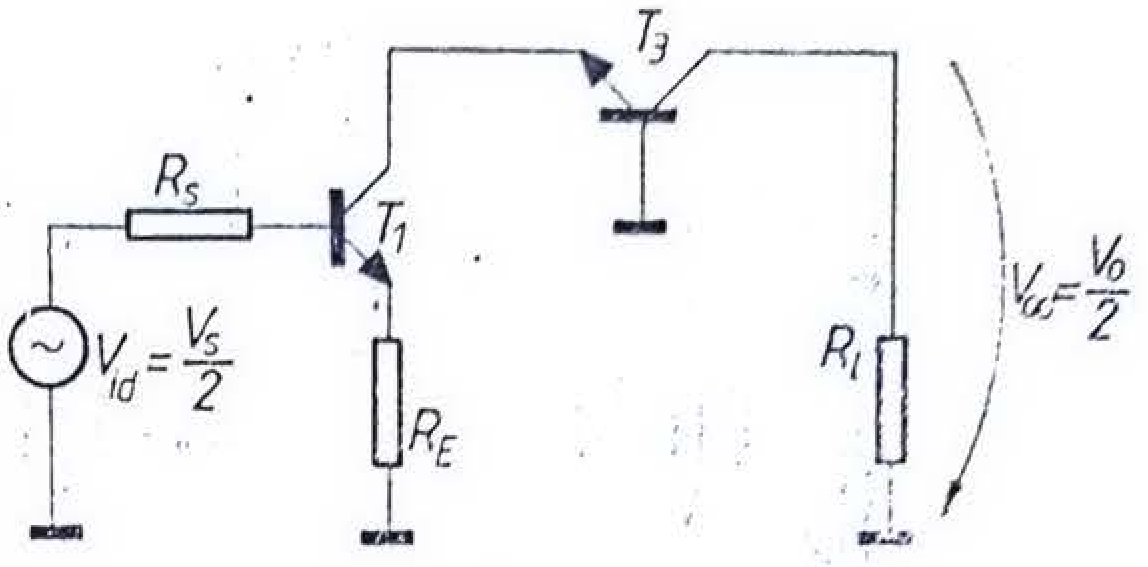


Fig. 1.96.

$$A_{v1} = -\beta_1 \cdot [(r_{x2} + r_{\pi2})/\beta_2]/[R_s + r_{x1} + r_{\pi1}(\beta_1 + 1)R_E].$$

$$A_{v2} = +[\beta_2/(\beta_2 + 1)]R_l/[(r_{x2} + r_{\pi2})/\beta_2]$$

și, deoarece $r_{x1} = r_{x2}$, $r_{\pi1} = r_{\pi2}$, iar $\beta_1 = \beta_2$, rezultă

$$A_v = A_{v1}A_{v2} = -\beta R_l/[R_s + r_x + r_\pi + (\beta + 1)R_E] =$$
$$= -200/(0,8 + 0,2 + 4,35 + 200 \cdot 0,075) = -9,8. \qquad (1.148)$$

Pentru determinarea frecvenței limită superioare este necesară utilizarea circuitului echivalent de semnal mic, valabil în domeniul frecvențelor înalte și prezentat în figura 1.97; se observă că pentru tranzistorul $T_1$, prevăzut cu o rezistență nedecuplată în emitor, s-a utilizat circuitul echivalent în $\pi$ în care, pentru valorile numerice considerate, $k = 1/(1 + g_m R_E) = 1/(1 + 46 \cdot 0,075) = 0,225$.

Determinarea frecvenței limită superioară implică cunoașterea celor 4 constante de timp de gol, asociate celor 4 condensatoare ale schemei, respectiv calculul rezistențelor $R_{jo}$ de la bornele fiecărui condensator cînd celelalte condensatoare ale schemei sînt întrerupte.

Constanta de timp asociată capacitorului $kC_{\pi1}$ este $\tau_{10} = (kC_{\pi1})R_{1o} = 0,225 \cdot 14 \cdot 10^{-12} \cdot 0,95 \cdot 10^3 = 3 \cdot 10^{-9}$ s, unde, așa cum se observă din figura 1.97, $R_{1o} = (r_{\pi1}/k) \| (R_s + r_{x1}) = (4,35/0,225) \| 1 = 0,95$ kΩ.

Determinarea constantei de timp a capacitorului $C_{\mu1}$ necesită calculul rezistenței $R_{2o}$, ceea ce se poate face utilizînd circuitul din figura 1.98 a; se obține

$$R_{20} = V_x/I_x = (1/I_x)\,[I_x \cdot R_{10} + [(r_{x2} + r_{\pi2})/\beta_2](I_x + kg_m R_{10} \cdot I_x)\} =$$
$$= R_{1o} + (r_{x2} + r_{\pi2})/\beta_2 + kg_m \cdot R_{10} \cdot (r_{x2} + r_{\pi2})/\beta_2 \qquad (1.149)$$

și înlocuind cu valorile numerice, rezultă $R_{10} = 0,95 + 4,55/200 + 0,225 \cdot 0,95 \cdot 4,55/200 = 1,19$ kΩ, deci $\tau_{2o} = C_{\mu1}R_{2o} = 0,25 \cdot 10^{-12} \cdot 1,19 \cdot 10^3 = 0,3 \cdot 10^{-9}$ s.

Rezistența $R_{3o}$ corespunzătoare capacitorului $C_{\pi2}$ se calculează pe baza circuitului din figura 1.98 b, pentru care $I_x = V_x/r_{\pi2} - g_{m2}V_2 = V_x(1/r_{\pi2} + g_{m2})$, respectiv $R_{3o} = V_x/I_x = r_{\pi2}/(\beta + 1) = 4,35/200 = 0,022$ kΩ. Ca urmare, $\tau_{3o} = C_{\pi2} \cdot R_{3o} = 14 \cdot 10^{-12} \cdot 0,022 \cdot 10^3 = 0,308 \cdot 10^{-9}$ s.

Pentru calculul rezistenței $R_{4o}$ corespunzătoare capacitorului $C_{\mu2}$ se utilizează circuitul din figura 1.98 c. Deoarece în acest circuit trebuie ca $g_m V_2 + V_2/r_{\pi2} = 0$, ceea ce implică $V_2 = 0$, rezultă, $R_{4o} = r_{x2} + R_l = 1,2$ kΩ, deci $\tau_{4o} = C_{\mu2}R_{4o} = 0,25 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,3 \cdot 10^9$ s. Atunci $\omega_s = 1/(\tau_{1o} + \tau_{2o} + \tau_{3o} + \tau_{4o}) = 2,58 \cdot 10^8$ s$^{-1}$ și $f_s = \omega_s/2\pi = 40$ MHz.

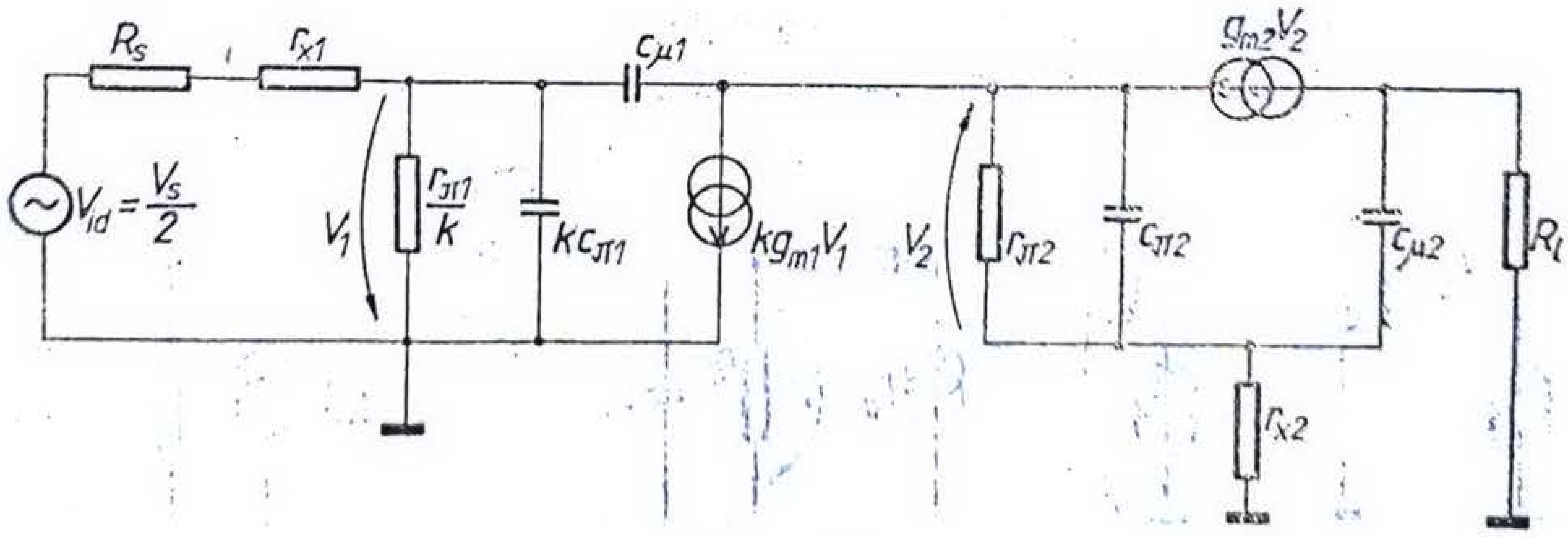


Fig. 1.97.

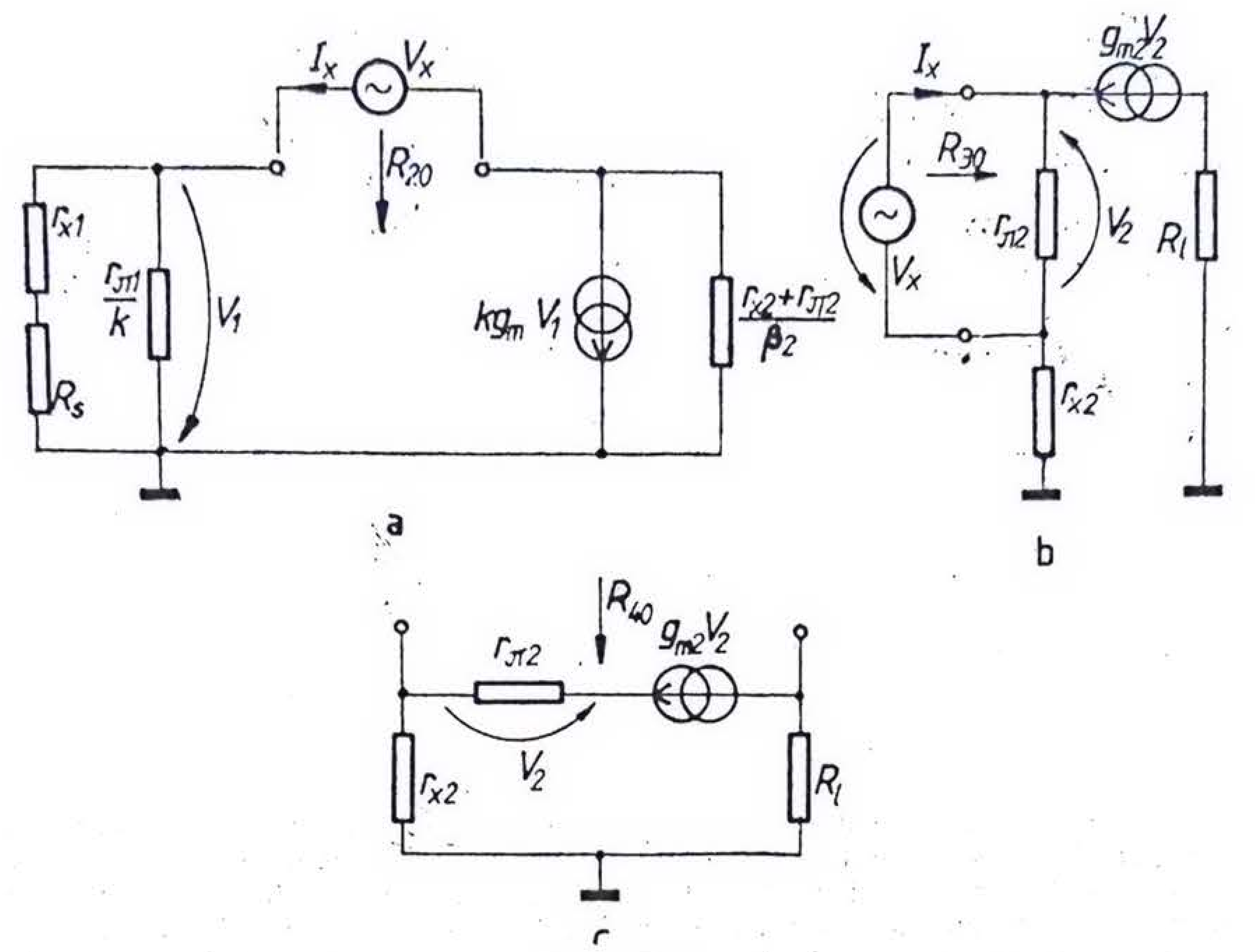



Fig. 1.98.

**1.58.** În figura 1.99 s-a reprezentat semicircuitul valabil pentru funcționarea pe mod diferențial pur a unui amplificator diferențial realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, avînd ca sarcină un generator de curent constant, de rezistență internă infinită. Să se calculeze frecvența limită superioară a transimpedanței $V_{od}/I_{id}$. Se va ține seama de rezistențele $r_o$ și $r_\mu$ ale tranzistorului.

*Soluție.* Scriind ecuațiile în funcție de potențialele la noduri pentru circuitul echivalent de semnal mic din figura 1.100, se obține:

$$(g_\pi + sC_\pi + g_\mu + sC_\mu)\, V - (g_\mu + sC_\mu)\, V_{od} = I_{id},$$

$$-(g_\mu + sC_\mu - g_m)\, V + (g_o + g_\mu + sC_\mu)\, V_{od} = 0.$$

Eliminînd $V$ între cele două ecuații, rezultă

$$a_Z = \frac{V_{od}}{I_{id}} = -\frac{g_m - sC_\mu}{(g_\pi + sC_\pi)(g_o + sC_\mu) + (g_m - sC_\mu)(g_\mu + sC_\mu)} =$$

$$= -\frac{g_m - sC_\mu}{s^2 C_\pi C_\mu + s[g_o C_\pi + C_\mu g_m] + g_\pi g_o + g_m g_\mu}.$$

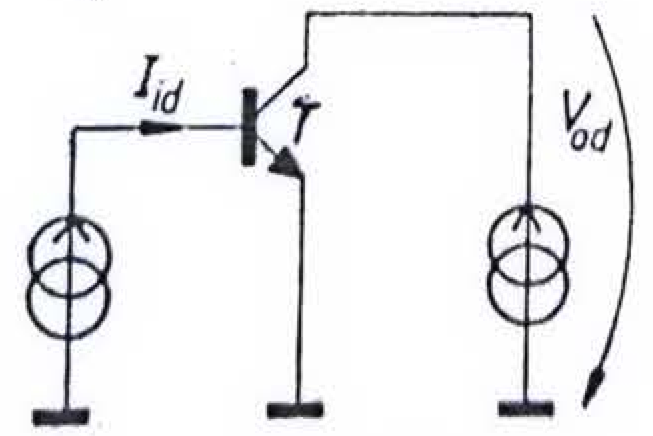



Fig. 1.99.

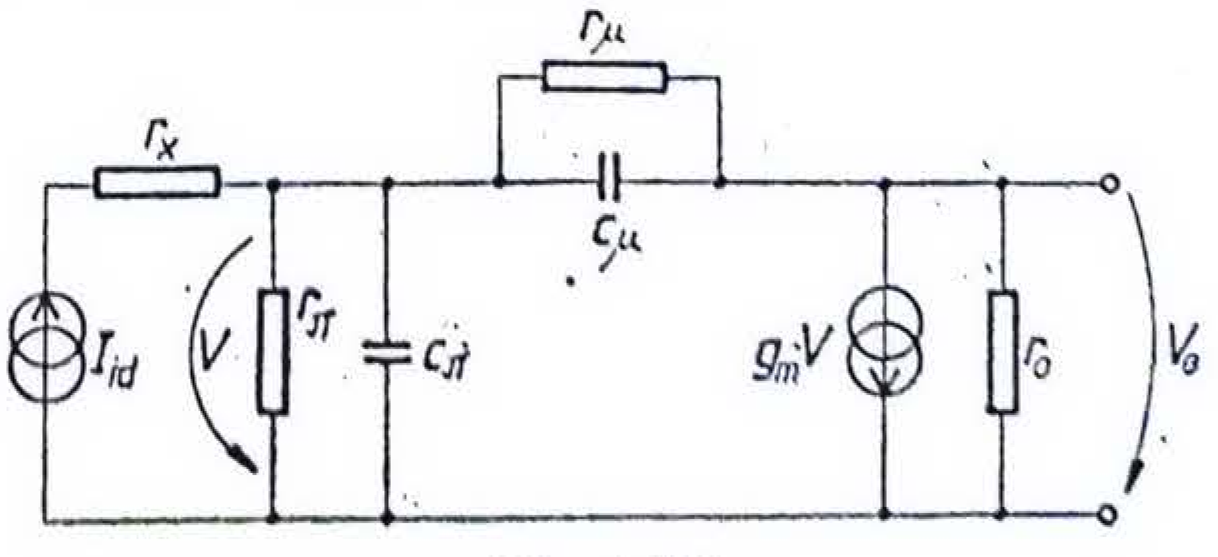



Fig. 1.100.

Într-o primă aproximație, frecvența limită superioară este $\omega_s \cong a_0/a_1$, unde $a_0$ este termenul liber de la numitor, iar $a_1$ coeficientul termenului în $s$. Rezultă

$$\omega_s \cong \frac{g_\pi g_o + g_m g_\mu}{g_o C_\pi + g_m C_\mu} = \frac{g_\pi + g_m \dfrac{g_\mu}{g_o}}{C_\pi + \dfrac{g_m}{g_o} C_\mu}.$$

Însă din relațiile (1.17) și (1.18), $g_\mu/g_o = 1/\beta$ și deci

$$\omega_s = \frac{2}{r_\pi\left(C_\pi + \dfrac{g_m}{g_o} C_\mu\right)} =$$

$$= \frac{2}{r_\pi\left(C_\pi + \dfrac{C_\mu}{\eta}\right)}. \qquad (1.150)$$

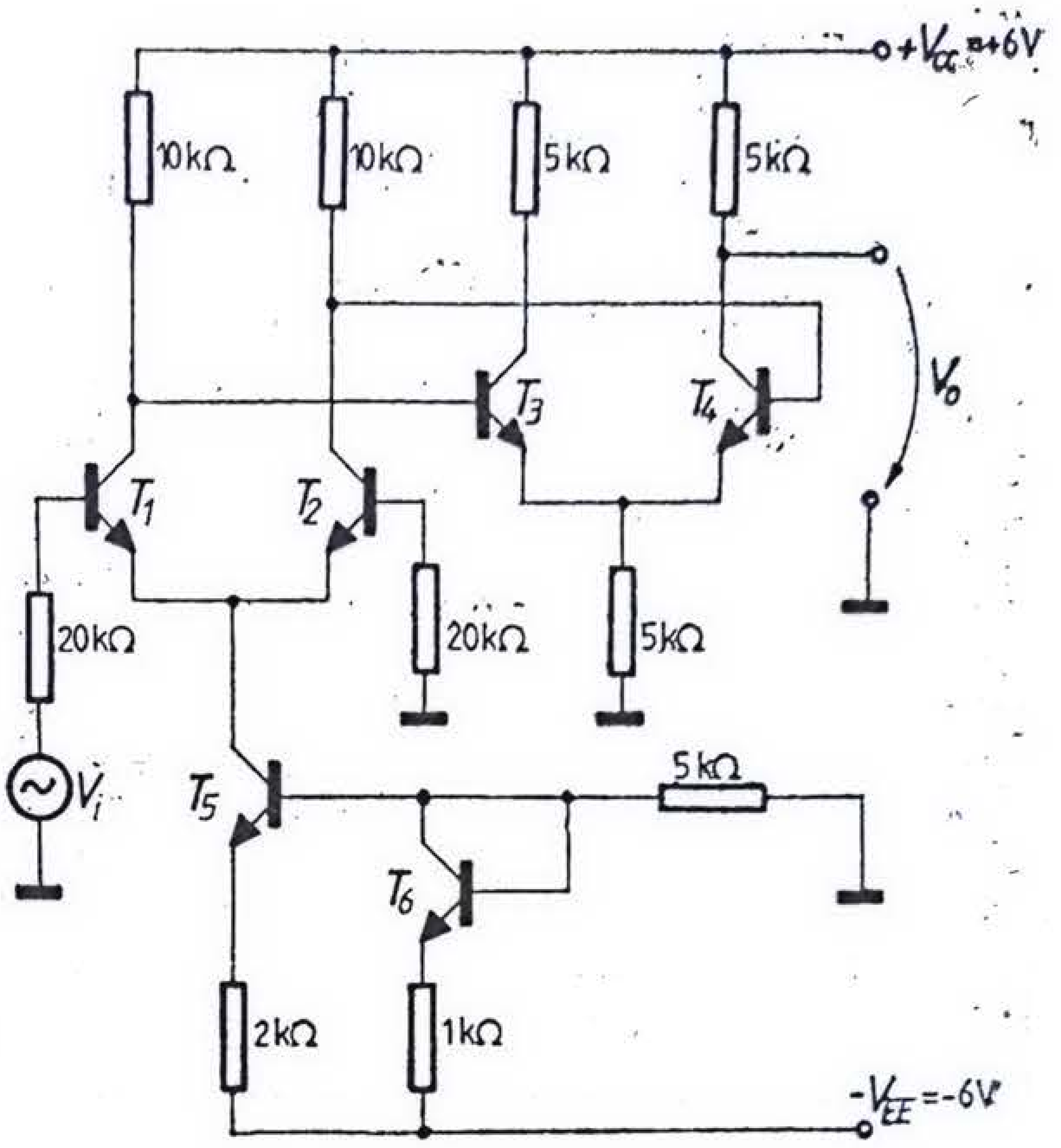



Fig. 1.101.

Relația (1.150) poate fi interpretată prin prisma rezultatelor obținute în problema 1.32, observînd că $r_\pi/2$ reprezintă rezistența de intrare $R_i$ în etaj, iar $C_\pi + C_\mu/\eta = C_\pi + C_\mu A_{dd}$ capacitatea totală de intrare $C_i$ calculată reflectînd prin efect Miller capacitatea de reacție $C_\mu$. Relația (1.150) poate fi deci rescrisă ca fiind:

$$\omega_s = 1/(R_i C_i). \qquad (1.151)$$

**1.59.** În figura 1.101 se indică schema unui amplificator cu două etaje. Să se calculeze amplificarea în tensiune de joasă frecvență corespunzătoare funcționării la semnal mic și frecvență limită superioară. Se cunosc $\beta = 200$, $f_T = 600$ MHz la $I_C = 1$ mA, $C_\mu = 0{,}2$ pF, $C_{je} = 2$ pF, $V_{BE} = 0{,}6$ V, $r_o = \infty$. Se va neglija dependența lui $C_\mu$ de tensiunea $V_{CB}$. Se va considera că valoarea capacității $C_{je}$ nu depinde de punctul static de funcționare.

*Soluție.* Rezolvînd circuitul pe curent continuu, se determină curenții de colector ai tranzistoarelor schemei: $I_{C6} = 0{,}9$ mA, $I_{C5} = 0{,}45$ mA, $I_{C1} = I_{C2} = 0{,}225$ mA, $I_{C3} = I_{C4} = 0{,}3$ mA.

Datorită rejecției mari a modului comun ($r_{o5} = \infty$), se poate considera că etajul lucrează pe mod diferențial pur, căruia îi corespunde circuitul din figura 1.102.

Ținînd seama că tensiunea de ieșire se ia între colectorul ultimului tranzistor și masă, rezultă $A_v = V_o/V_i = A_{dd_1} \cdot (-1/2\, A_{dd_2}) = -1/2\, A_{dd}$, unde $A_{dd_1}$ și $A_{dd_2}$ reprezintă amplificările de mod diferențial al primului și respectiv, al celui de-al doilea etaj diferențial.

Pentru calculul amplificării trebuie în prealabil determinați parametrii circuitelor echivalente ale tranzistoarelor în punctele statice de funcționare. Panta $g_m$ și rezistența $r_\pi$ se determină cu relațiile (1.15) și (1.16).

Pentru calculul capacității $C_\pi$ se utilizează relația $C_\pi = C_{je} + C_b$, unde $C_{je}$ este capacitatea de barieră, iar $C_b$ capacitatea de difuzie care este direct proporțională cu panta tranzistorului: $C_b/C_b' = g_m/g_m'$.

La curentul pentru care s-a precizat frecvența $f_T$ de tăiere, $C_b = g_m/\omega_T - C_{je} - C_\mu$. Atunci

$$C_b' = g_m'/\omega_T - (g_m'/g_m)(C_{je} + C_\mu), \qquad (1.152)$$

unde $C_b'$ este valoarea capacității de difuzie la curentul de colector corespunzător pantei $g_m'$, iar $\omega_T$ pulsația de tăiere la curentul de colector corespunzător pantei $g_m$.

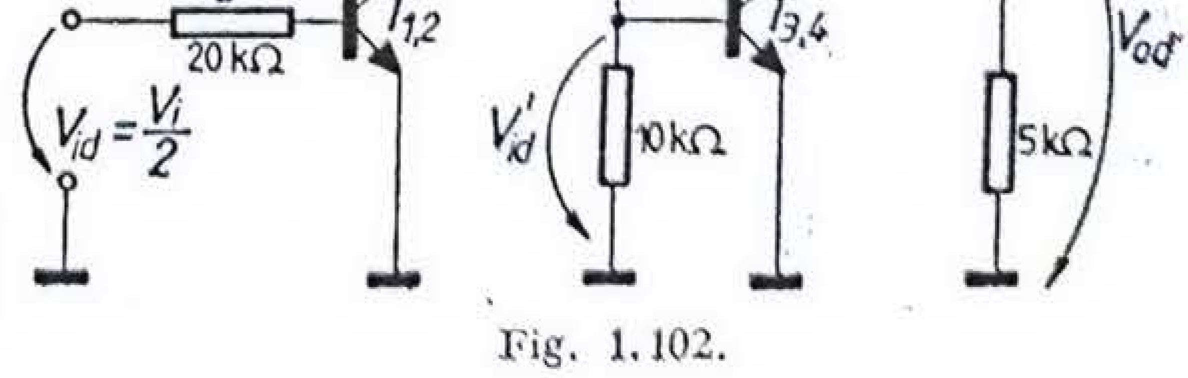



Fig. 1.102.

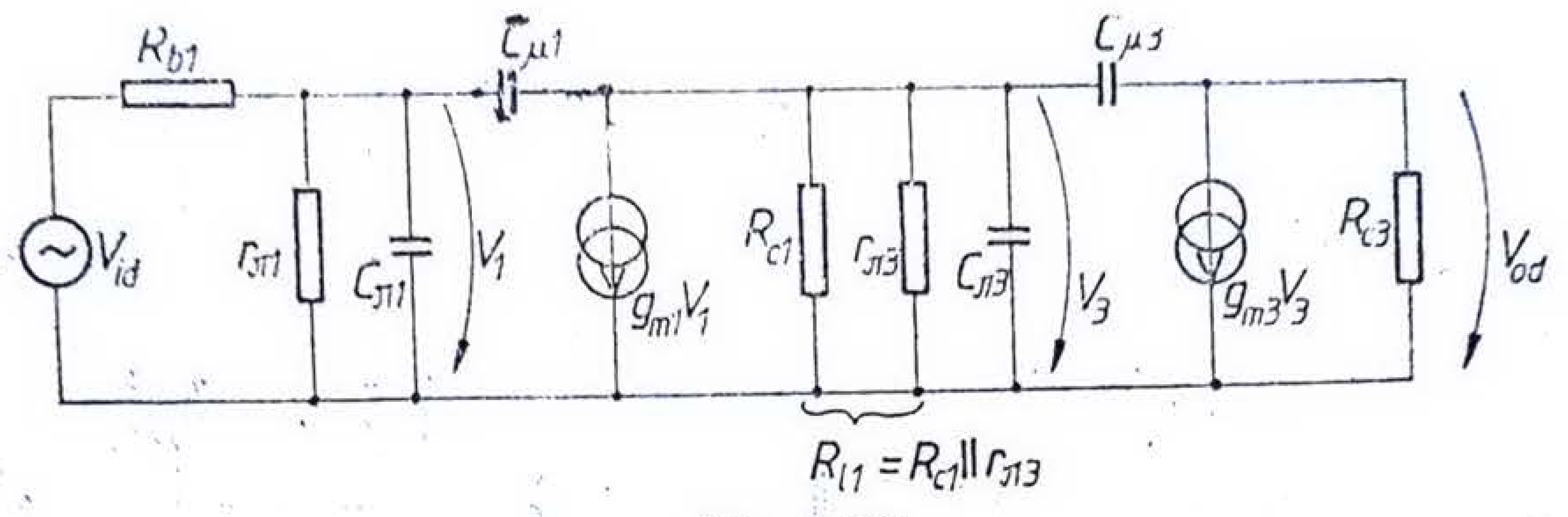



Fig. 1.103.

*Tabelul 1.5*

| Tranzistorul | $I_C$ [mA] | $g_m = 40\, I_C$ [mA/V] | $r_\pi = \dfrac{\beta}{g_m}$ [kΩ] | $C_\mu$ [pF] | $C_b$ [pF] | $C_\pi$ [pF] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $T_1$, $T_2$ | 0,225 | 9 | 22,2 | 0,2 | 1,9 | 4 |
| $T_3$, $T_4$ | 0,3 | 12 | 17 | 0,2 | 2,5 | 4,5 |

Utilizînd parametrii tranzistoarelor din tabelul 1.5 se poate calcula amplificarea diferențială la joasă frecvență pentru circuitul din figura 1.102.

$$A_{dd} = \frac{\beta}{R_b + r_{\pi_1}} \cdot R_{C_1} \frac{\beta}{R_{C_1} + r_{\pi_2}} \cdot R_{C_2} = \frac{200}{22{,}2 + 20} \cdot 10 \cdot \frac{200}{10 + 17} \cdot 5 = \frac{200 \cdot 10 \cdot 200 \cdot 5}{42{,}2 \cdot 27} = 1\,755,$$

deci $A_v = V_o/V_i = -A_{dd}/2 = -878$.

Semicircuitul valabil pentru funcționarea la frecvențe înalte este prezentat în figura 1.103, pentru care constantele de timp de gol sînt: $\tau_{1o} = C_{\pi_1} \cdot R_{1o} = C_{\pi_1} \cdot (r_{\pi_1} \| R_{b_1}) = 4{,}2$ ns, $\tau_{2o} = C_{\mu_1} \cdot R_{2o} = C_{\mu_1}[(r_{\pi_1} \| R_{b_1}) + R_{l_1} + g_{m_1}(r_{\pi_1} \| R_{b_1})R_{l_1}] = 122{,}66$ ns, $\tau_{3o} = C_{\pi_3} \cdot R_{3o} = C_{\pi_3}(r_{\pi_3} \| R_{C_1}) = 25{,}2$ ns, $\tau_{4o} = C_{\mu_3} \cdot R_{4o} = C_{\mu_3}[r_{\pi_3} \| R_{C_1} + R_{C_3} + g_{m_3}(r_{\pi_3} \| R_{C_1}) R_{C_3}] = 77{,}86$ ns, $R_{2o}$ și $R_{4o}$ fiind calculate cu ajutorul relației (1.149), cu schimbările de notații corespunzătoare.

Rezultă frecvența limită superioară:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \Sigma \tau_{jo}} = \frac{10^9}{2\pi(42 + 122{,}66 + 25{,}2 + 77{,}86)} = 0{,}59 \text{ MHz}.$$

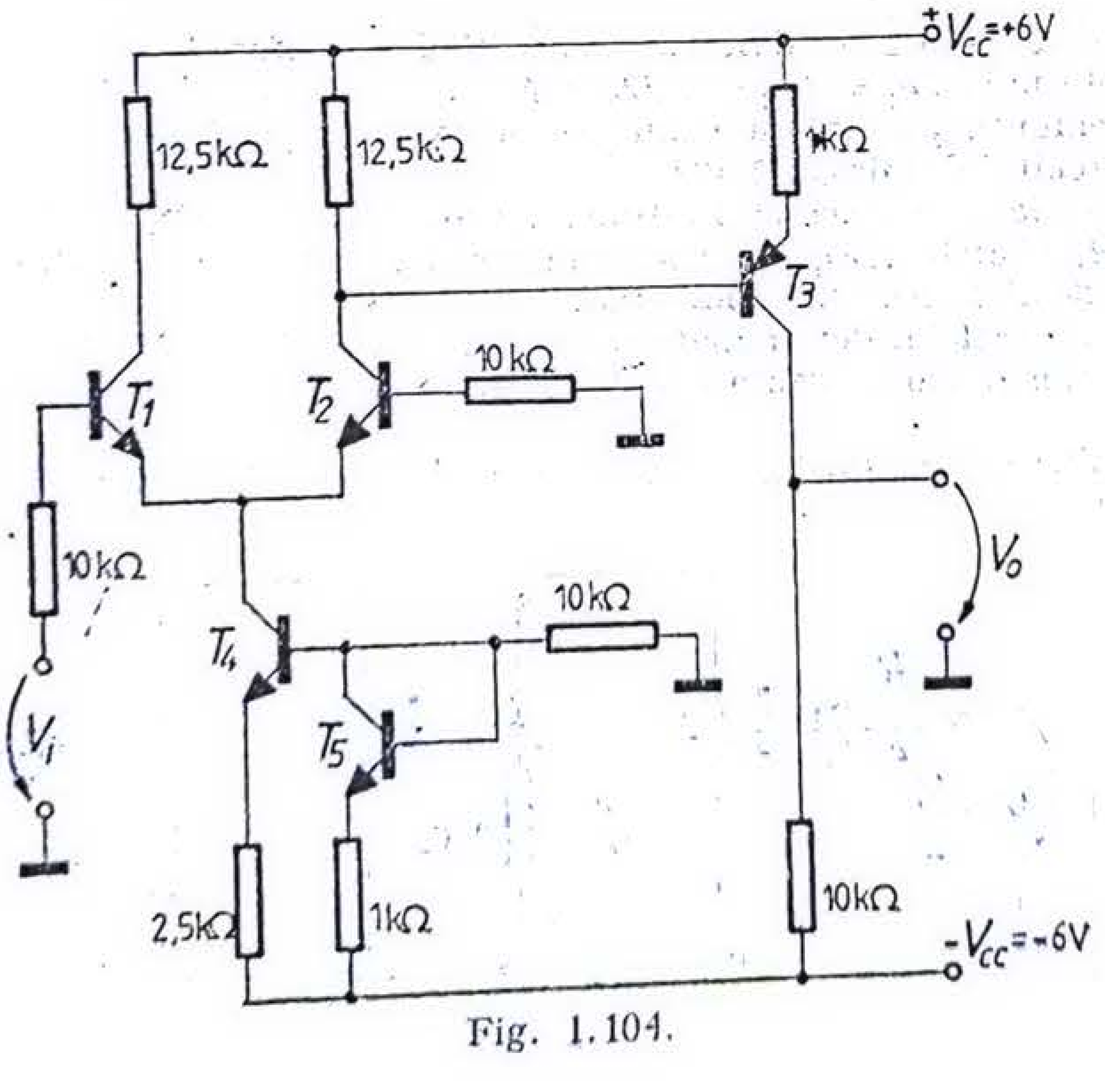



Fig. 1.104.

**1.60.** Să se calculeze amplificarea de tensiune la frecvențe joase și frecvența limită superioară a amplificatorului cu două etaje din figura 1.104. Pentru tranzistorii *npn* se dau $\beta = 200$, $f_T = 400$ MHz la $I_C = 1$ mA, $C_\mu = 0{,}3$ pF, $C_{je} = 3$ pF, $V_{BE} = 0{,}6$ V și $r_o = \infty$, iar pentru tranzistorul *pnp*, $\beta = 100$, $f_T = 6$ MHz la $I_C = 0{,}5$ mA, $C_\mu = 0{,}3$ pF, $C_{je} = 3$ pF, $|V_{BE}| = 0{,}6$ V și $r_o = \infty$.

Pentru ambele tipuri de tranzistoare ($npn$ și $pnp$) se va neglija dependența lui $C_{\mu}$ de $V_{CB}$.

*Soluție.* Deoarece $r_{o_3} = \infty$, amplificarea $A_{cc} = 0$ și se poate considera că circuitul lucrează pe mod diferențial pur, căruia i corespunde semicircuitul din figura 1.105.

Deoarece tensiunea de ieșire din etajul diferențial se ia între colectorul tranzistorului $T_2$ și masă, se poate scrie $V_o/V_i = -(1/2)A_{dd_1} \cdot A_2$, unde $A_{dd_1}$ este amplificarea etajului diferențial, iar $A_2$ amplificarea etajului de ieșire.

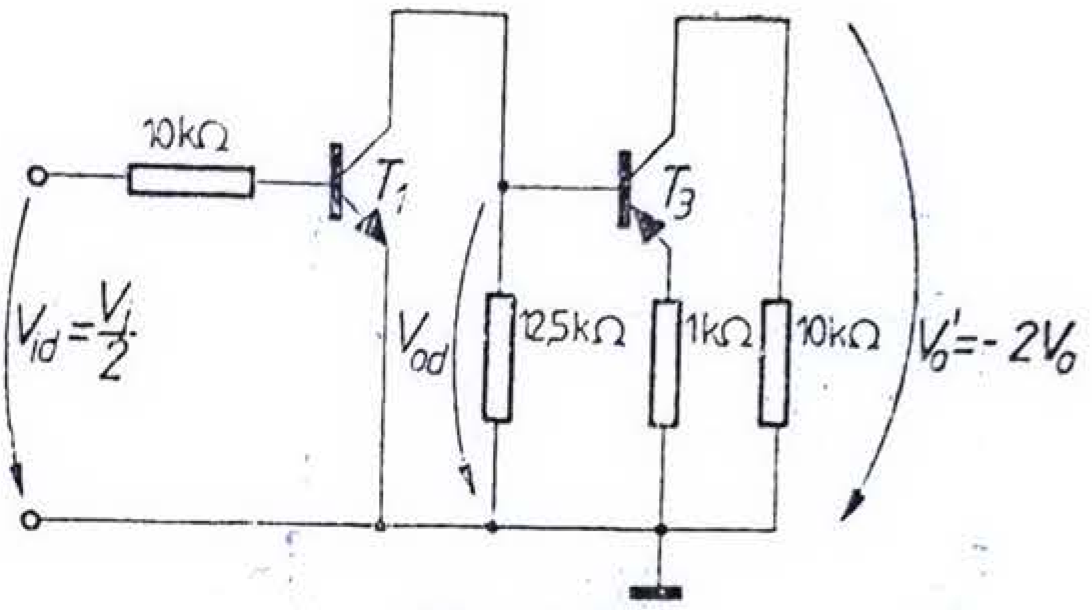



Fig. 1.105.

La joasă frecvență, $\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{2}\frac{\beta_1}{R_{b_1} + r_{\pi_1}}(R_C \parallel R_{\text{intr T3}}) \cdot \frac{10\ \text{k}\Omega}{1\ \text{k}\Omega} = -\frac{10}{2}\frac{\beta_1}{R_{b_1} + r_{\pi_1}} R_{C_1} \parallel \parallel (r_{\pi_3} + \beta_3 \cdot 1\ \text{k}\Omega) = -186$, valoare numerică obținută utilizînd parametrii tranzistoarelor din tabelul 1.6, calculați cu relațiile din problema precedentă.

*Tabelul 1.6*

| Tranzistorul | $I_C$ [mA] | $g_m$ [mA/V] | $r_{\pi}$ [kΩ] | $C_{\mu}$ [pF] | $C_b$ [pF] | $C_{\pi}$ [pF] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $T_1$, $T_2$ | 0,1 | 4 | 50 | 0,3 | 1,26 | 4,26 |
| $T_3$ | 0,65 | 26 | 4 | 0,3 | 687 | 690 |

Determinarea frecvenței limită superioară se face utilizînd circuitul echivalent de înaltă frecvență din figura 1.106, pentru care constantele de timp de gol sînt:

$$\tau_{1o} = C_{\pi_1} \cdot R_{1o} = C_{\pi_1}(r_{\pi_1} \parallel R_{b_1}) = 36\ \text{ns},$$

$$\tau_{2o} = C_{\mu_1}R_{2o} = C_{\mu_1}[r_{\pi_1} \parallel R_{b_1} + R_{C_1} \parallel (r_{\pi_3} + \beta R_E) + g_{m_1} \cdot (r_{\pi_1} \parallel R_{b_1}) \cdot (R_{C_1} \parallel (r_{\pi_3} + \beta R_E))] = 117{,}4\ \text{ns},$$

unde pentru calculul rezistenței $R_{2o}$ s-a utilizat relația (1.149), cu schimbările de notații corespunzătoare.

Determinarea rezistenței de gol $R_{3o}$ se face folosind circuitul din figura 1.107, din care se vede că $V_3 = IR_{C_1} + R_E(I - g_{m_3}V_3)$, de unde $V_3/I = (R_{C_1} + R_E) / (1 + g_{m_3}R_E)$, deci $R_{3o} =$

$$= r_{\pi_3} \parallel \frac{R_{C_1} + R_E}{1 + g_{m_3}R_E} = \frac{r_{\pi_3} \cdot \frac{R_{C_1} + R_E}{1 + g_m R_E}}{r_{\pi_3} + \frac{R_{C_1} + R_E}{1 + g_m R_E}} \text{ și deci } \tau_{3o} = C_{\pi_3} \cdot \frac{r_{\pi_3}(R_{C_1} + R_E)}{r_{\pi_3} + R_{C_1} + (\beta + 1) R_E} = 320\ \text{ns}.$$

Pentru calculul rezistenței de gol $R_{4o}$ se utilizează circuitul din figura 1.108 pentru care se scriu ecuațiile:

$$V_x = IR_{C_1} + (I + V_3/r_{\pi_3} + g_{m_3}V_3)\, R_{C_3},$$

$$R_{C_1}I = V_3 + (V_3/r_{\pi_3} + V_3 g_{m_3})R_E,$$

$$I_x = I + V_3/r_{\pi_3},$$

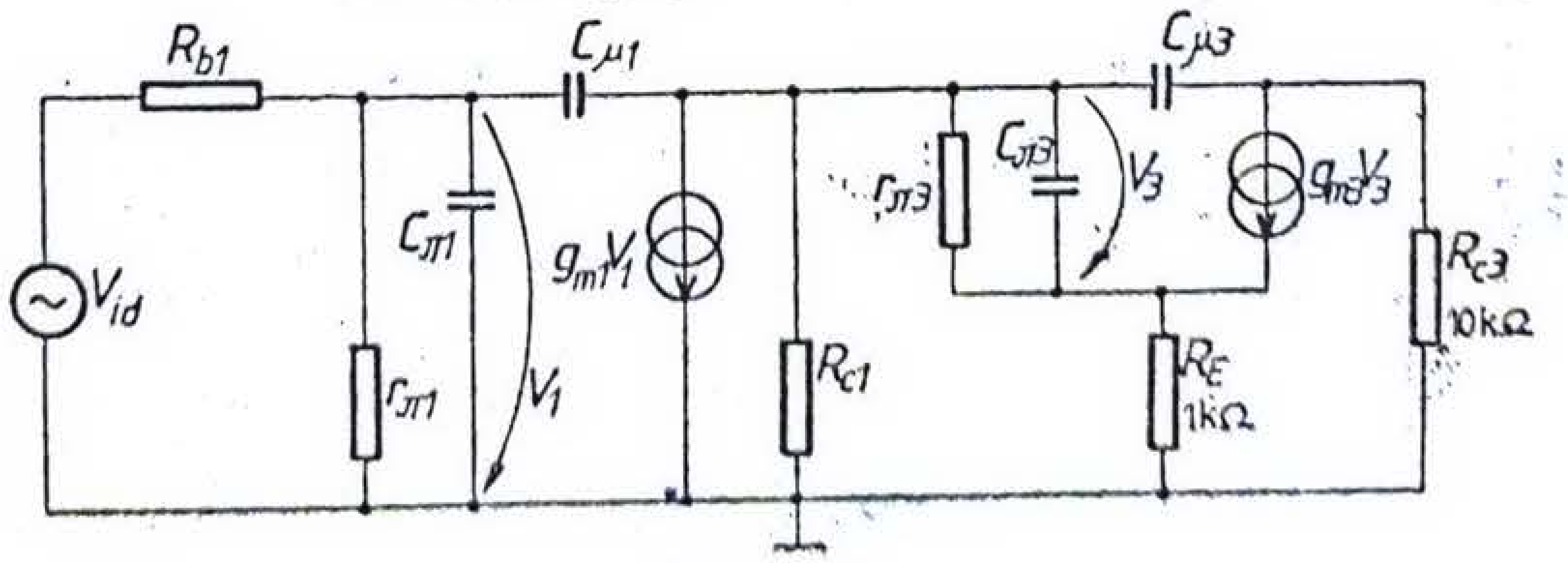



Fig. 1.106.

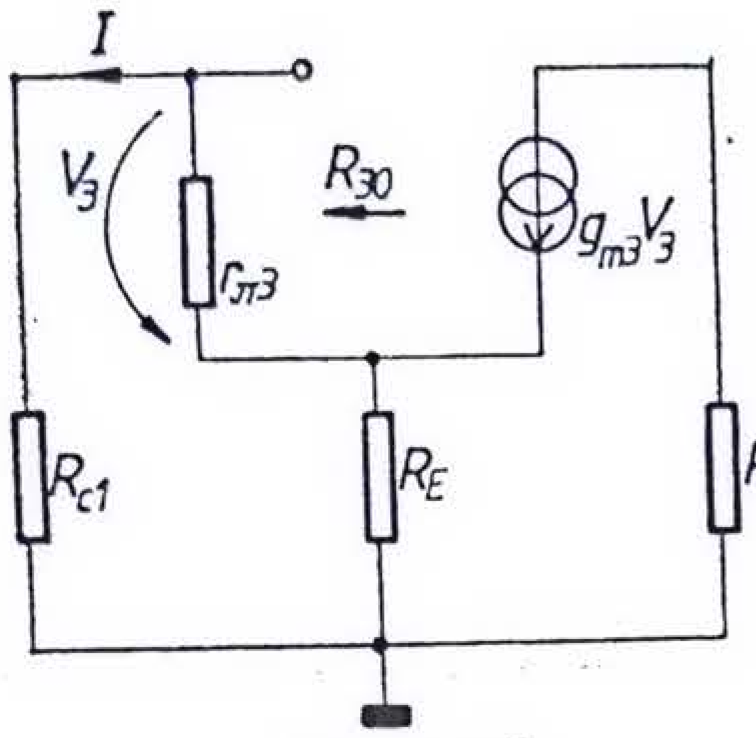


Fig. 1.107.

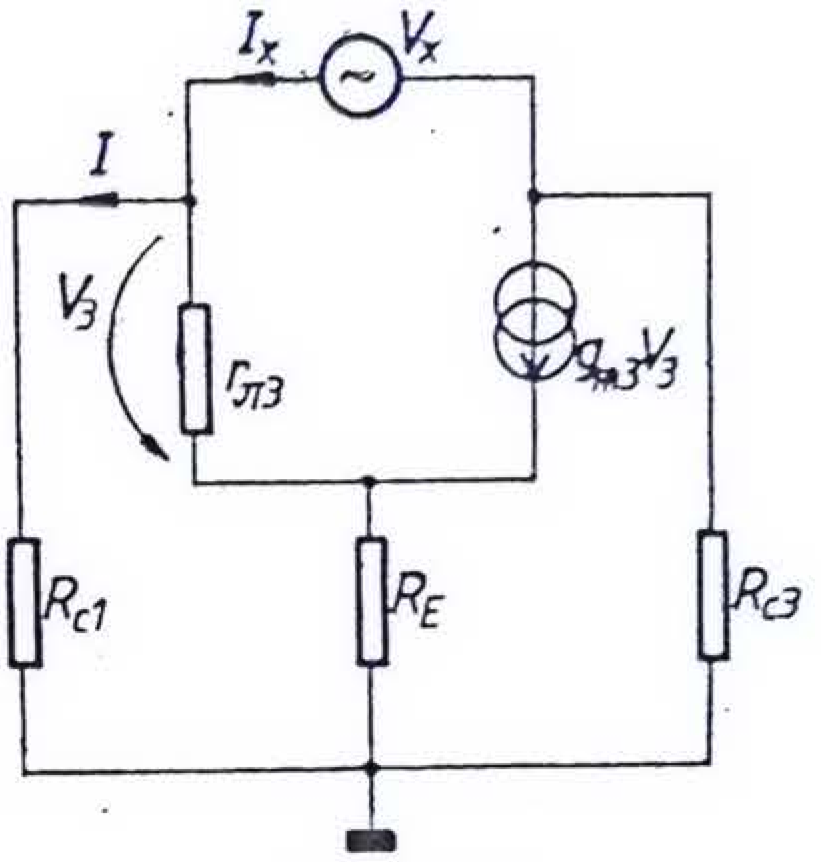


Fig. 1.108.

din care se obține $R_{40} = \dfrac{V_x}{I_x} = R_{C3} + R_{C1}\dfrac{r_{\pi 3} + (\beta + 1)R_E + \beta R_{C3}}{r_{\pi 3} + R_{C1} + (\beta + 1)R_E}$ și apoi $\tau_{40} = C_{\mu 2}R_{40} =$ $= 39{,}3$ ns.

Frecvența limită superioară a schemei va fi $f_s = \dfrac{1}{2\pi\sum\limits_{j=1}^{4}\tau_{jo}} = 310$ kHz.

**1.61.** În figura 1.109 se indică schema unui amplificator diferențial clasic, avînd în emitoarele comune ale tranzistoarelor amplificatoare o sursă de curent constant de rezistență internă $R_o$ și capacitate $C_o$. Să se aproximeze caracteristica amplitudine frecvență corespunzătoare funcționării pe modul comun. Se va considera $R_b = 300\ \Omega$, $R_C = 20$ k$\Omega$, $R_o = 5$ M$\Omega$, $C_o = 2$ pF. Tranzistoarele sînt identice și lucrează la un curent static de colector de 20 $\mu$A avînd în punctul static de funcționare următorii parametrii: $\beta = 200$, $r_x = 200\ \Omega$, $C_\pi = 1{,}3$ pF, $C_\mu = 0{,}3$ pF.

*Soluție*. În figura 1.110, a s-a reprezentat semicircuitul valabil pentru funcționarea pe modul comun a etajului diferențial considerat. Pe baza sa (fig. 1.110, b) s-a construit semicircuitul echivalent de semnal mic și înaltă frecvență.

Amplificarea în tensiune în bandă, deci amplificarea de joasă frecvență, este $A_{cc0} \cong -R_C/R_E =$ $= -R_C/2R_o = -20$ k$\Omega$/10 M$\Omega$ $= -1/500$, deci $|A_{cc0}| = -54$ dB.

Circuitul din figura 1.110, b are 5 singularități: 2 zerouri și 3 poli corespunzători celor 3 condensatoare din circuit. Zeroul determinat de egalitatea curentului $g_m V$ cu curentul injectat în sarcină prin $C_\mu$ apare la frecvențe foarte mari ($z = 1/g_m C_\mu$), deci poate fi neglijat. Cel de-al doilea zero al funcției de transfer $A_v = V_{oc}/V_{ic}$ survine la frecvența naturală corespunzătoare nulării admitanței $R_E$ în paralel cu $C_E$, deci

$$z = -1/(R_E C_E) = -1/(R_o C_o). \qquad (1.153)$$

Ținînd seama de valorile componentelor $R_o$ și $C_o$, se obține $z = -1/(5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-12}) =$ $= -10^5$ rad/s căreia îi corespunde o frecvență de frîngere $f_z = 10^5/(2\pi) = 16$ kHz.

Existența acestui zero la o frecvență relativ mică este de nedorit în funcționarea amplificatorului diferențial, deoarece mărește amplificarea pe modul comun cu o pantă de +20dB/decadă începînd de la frecvența de 16 kHz. Aceasta conduce la micșorarea rejecției modului comun.

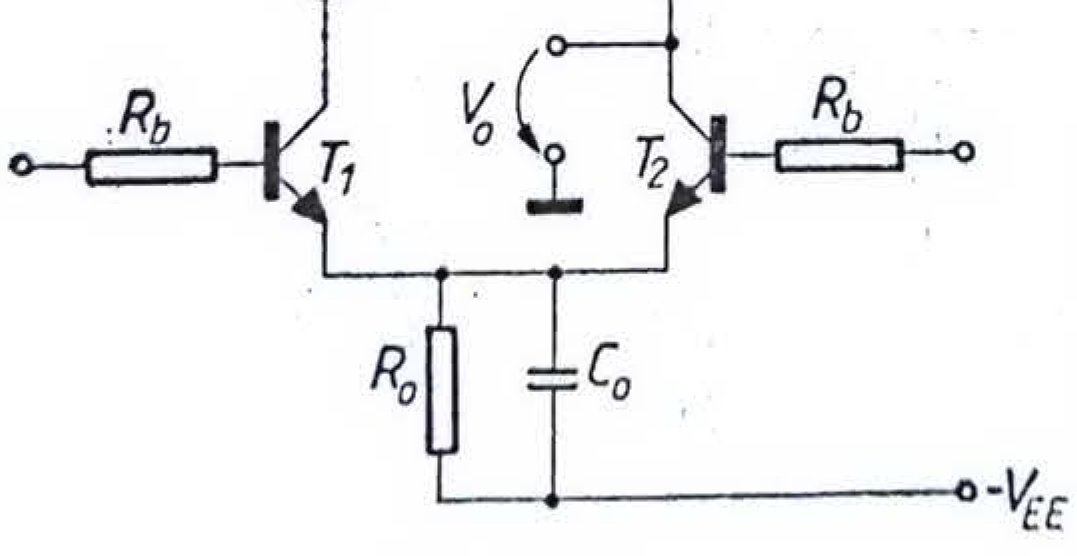


Fig. 1.109.

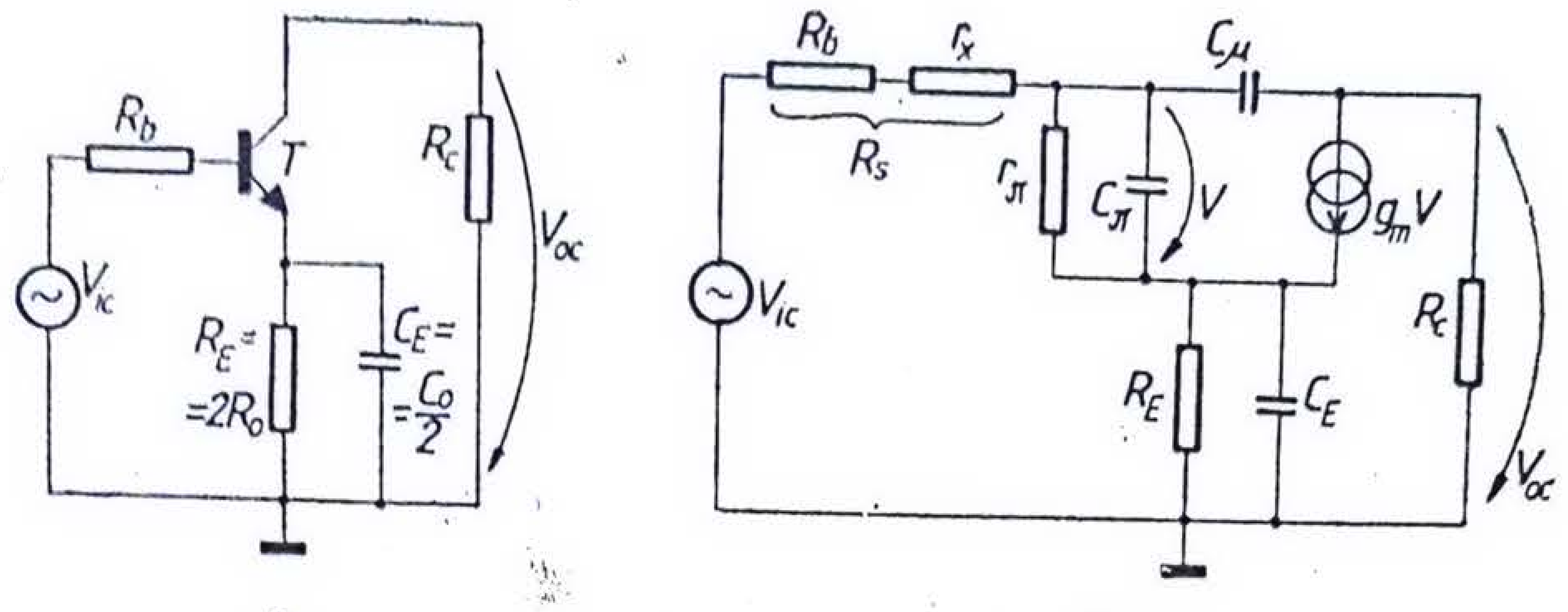


Fig. 1.110.

Creșterea amplificării pe modul comun nu se continuă la infinit din cauza polilor funcției de transfer. Existența acestora face ca, pentru frecvențe mai ridicate, amplificarea să înceapă din nou să scadă.

Calculul polului dominant de înaltă frecvență se poate face manual, utilizînd metoda constantelor de timp de gol. Pulsația de frîngere, corespunzătoare polului dominant de înaltă frecvență, este $\omega_s = \frac{1}{\sum_{j=1}^{n} \tau_{jo}}$, unde $\tau_{jo}$ reprezintă constanta de timp de gol asociată condensatorului $C_j$.

Schema considerată, conținînd 3 condensatoare, implică determinarea a 3 constante de timp de gol.

Constanta de timp asociată condensatorului $C_E$ este

$$\tau_E = C_E \cdot \left[ R_E \| \frac{r_\pi + R_s}{\beta} \right], \tag{1.154}$$

unde $(r_\pi + R_s)/\beta$ reprezintă rezistența din circuitul bazei reflectată în emitor. Cunoscînd curentul static $I_C = 20$ μA, rezultă $g_m = 0{,}8$ mA/V și $r_\pi = \beta/g_m = 250$ kΩ, deci $\tau_E = 1 \cdot 10^{-12} \times \times \left[ 10 \cdot 10^6 \| \frac{250 \cdot 10^3 + 500}{200} \right] \cong 1 \cdot 10^{-12} \cdot 1{,}25 \cdot 10^3 = 1{,}25 \cdot 10^{-9}$ sec $= 1{,}25$ ns.

Calculul constantelor de timp de gol, asociate condensatoarelor $C_\pi$ și $C_\mu$, se face considerînd condensatorul $C_E$ circuit deschis. Aceasta permite înlocuirea tranzistorului cu rezistența $R_E$ în emitor prin circuitul său echivalent în $\pi$, după cum se arată în figura 1.111.

Deci constanta de timp de gol asociată condensatorului $C_\pi \cdot k$ este $\tau_\pi = k \cdot C_\pi \left[ (R_E + R_s) \| \frac{r_\pi}{k} \right]$.

Pentru valorile considerate, $k = 1/(1 + 8 \cdot 10^{-4} \cdot 10 \cdot 10^6) = 1/8\,000$, deci $\tau_\pi \cong k C_\pi \left( R_E \| \frac{r_\pi}{k} \right) = = 1{,}62$ ns.

Constanta de timp de gol asociată condensatorului $C_\mu$ se poate calcula aplicînd relația (1.149):

$$\tau_\mu = C_\mu [R_s \| (r_\pi/k + R_E) + R_C + k g_m R_C \cdot R_s \| (r_\pi/k + + R_E)] \cong C_\mu [R_s + R_C + k g_m R_C R_s].$$

Înlocuind cu valorile numerice precizate se obține

$$\tau_\mu = 0{,}3 \cdot 10^{-12} [500 + 20\,000 + (1/8 \cdot 10^3) \cdot 8 \cdot 10^{-4} \times \times 500 \times 20\,000] \cong 0{,}3 \cdot 10^{-12} [500 + 20\,000] = = 6{,}15 \cdot 10^{-9} \text{ sec} = 6{,}15 \text{ ns},$$

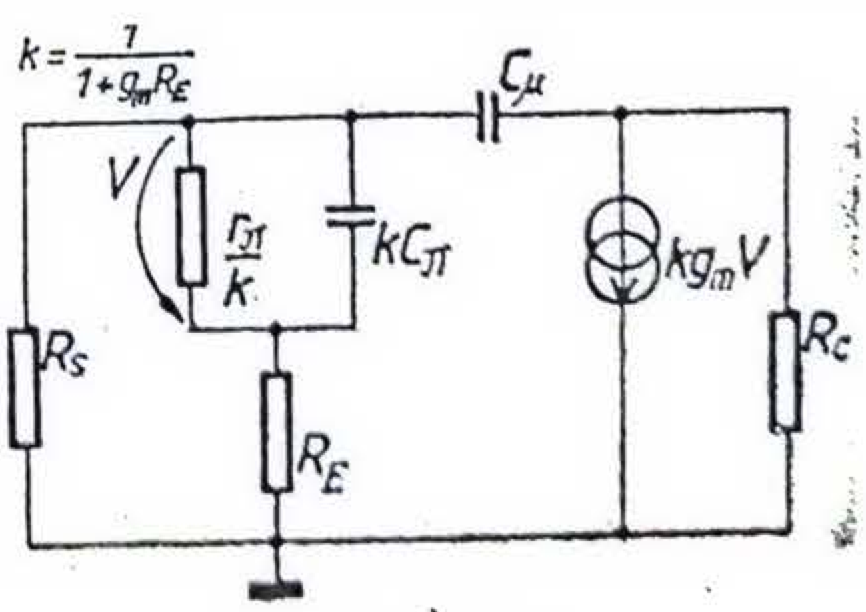


Fig. 1.111.

Rezultă $\omega_s = 1/(\tau_E + \tau_\pi + \tau_\mu) = 1/(8{,}87 \cdot 10^{-9}) = = 112{,}74 \cdot 10^6$ rad/s, căreia îi corespunde o frecvență de frîngere $f_s = \omega_s/(2\pi) = 17{,}95$ MHz.

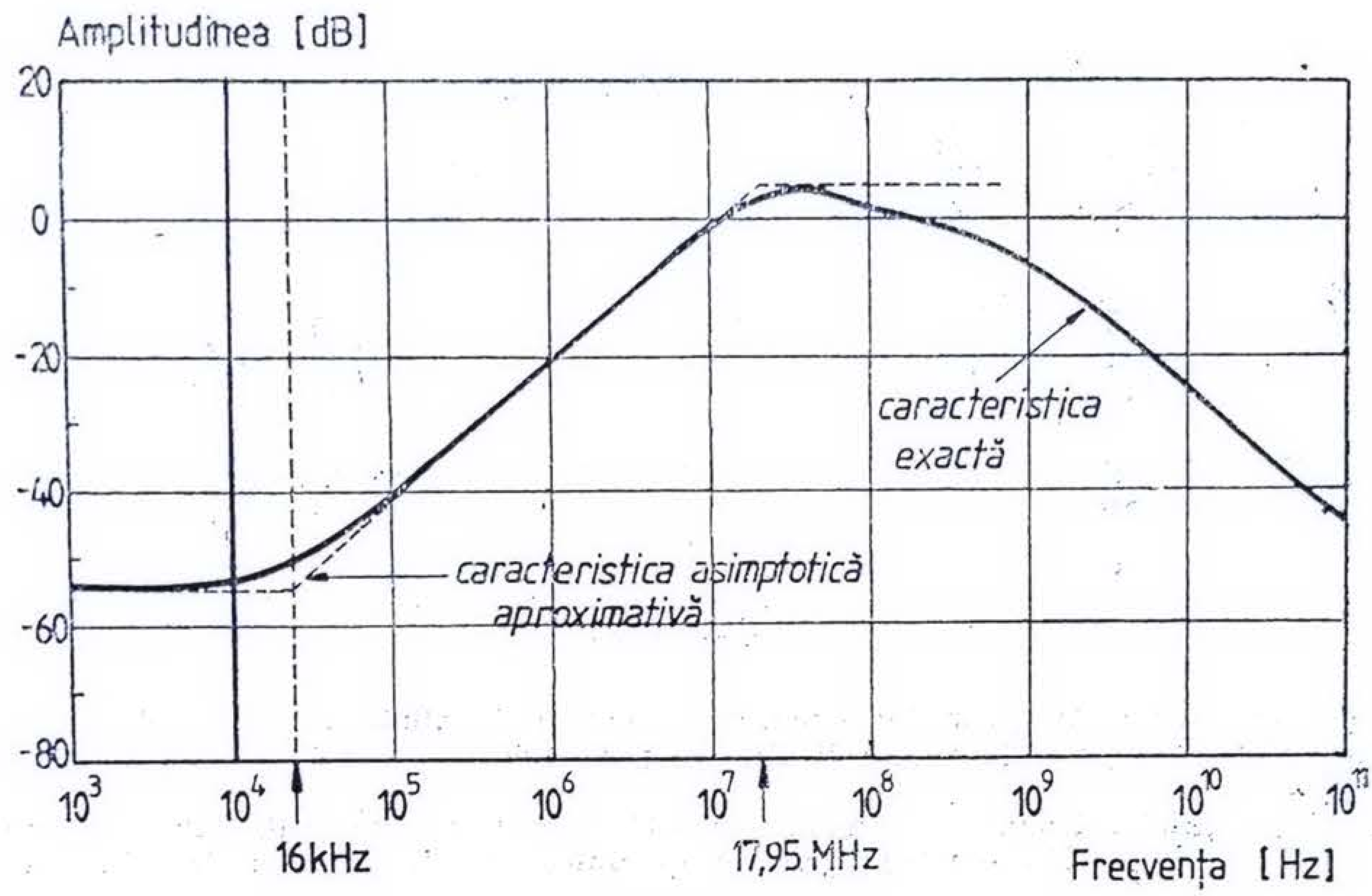



Fig. 1.112.

Prezenţa polului dominant la frecvenţa de 17,95 MHz anulează panta crescătoare introdusă în caracteristica amplitudine-frecvenţă de zeroul corespunzător frecvenţei de 16 kHz. E de aşteptat ca în continuare caracteristica amplitudine-frecvenţă să aibă o pantă scăzătoare, determinată de ceilalţi doi poli de înaltă frecvenţă care intervin la frecvenţe mai mari. Pentru ilustrarea acestei situaţii, în figura 1.112 s-a reprezentat caracteristica asimptotică amplitudine-frecvenţă ţinînd seama de zeroul $z$ şi polul dominant, comparativ cu caracteristica amplitudine-frecvenţă trasată pe baza unui program de analiză a circuitelor electronice.

**1.62.** Pentru amplificatorul diferenţial din figura 1.109 să se traseze cu aproximaţie dependenţa factorului de rejecţie a modulului comun de frecvenţă. Se vor considera valorile numerice din problema 1.61.

Se va considera că, pentru o comandă diferenţială la intrare, ieşirea se face între colectorul tranzistorului $T_1$ şi masă, deci este o ieşire simplă.

*Soluţie.* După cum s-a arătat în problema 1.26, factorul de rejecţie a modului comun al unui amplificator diferenţial cu ieşire simplă este $RMC_s \cong A_{dd}/A_{cc}$, unde $A_{dd}$ este amplificarea de mod diferenţial, iar $A_{cc}$ amplificarea de mod comun. Deoarece pentru amplificatorul diferenţial din figura 1.109 s-a determinat în problema precedentă dependenţa amplificării de mod comun de frecvenţă, în continuare va trebui analizată comportarea în frecvenţă pe modul diferenţial.

Semicircuitul corespunzător funcţionării pe mod diferenţial este prezentat în figura 1.113, a. Se poate calcula cu uşurinţă amplificarea de mod diferenţial în bandă, $A_{dd0} = V_{od}/V_{id} = -(\beta R_C)/(R_b +$

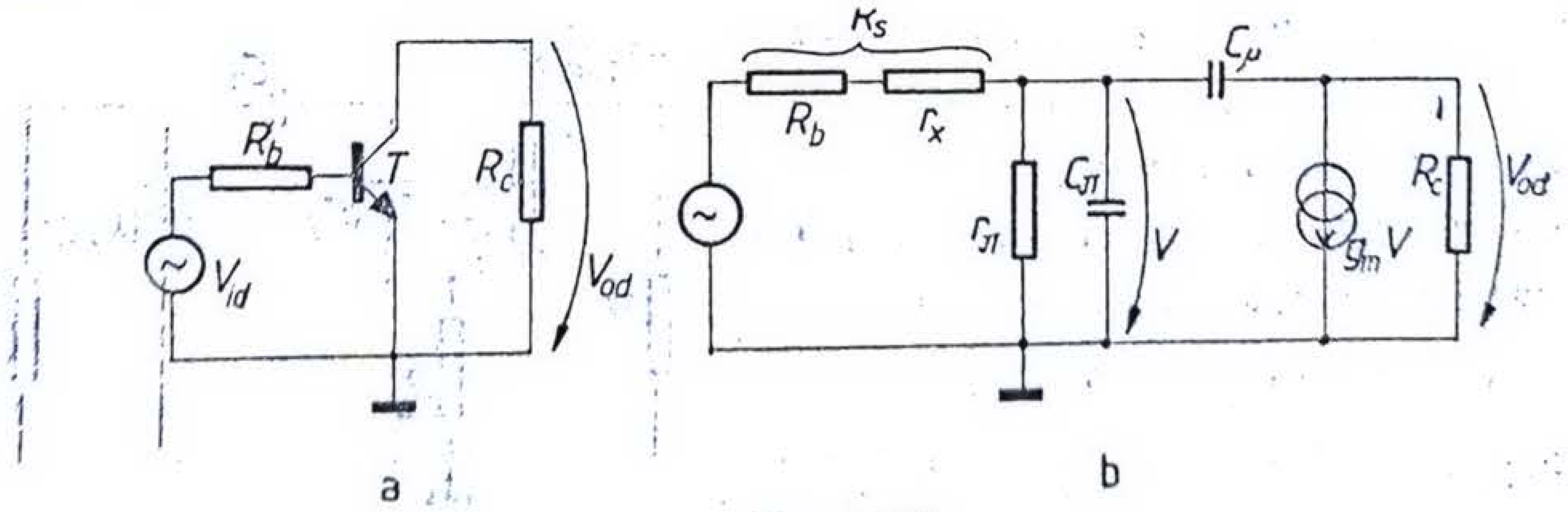



Fig. 1.113.

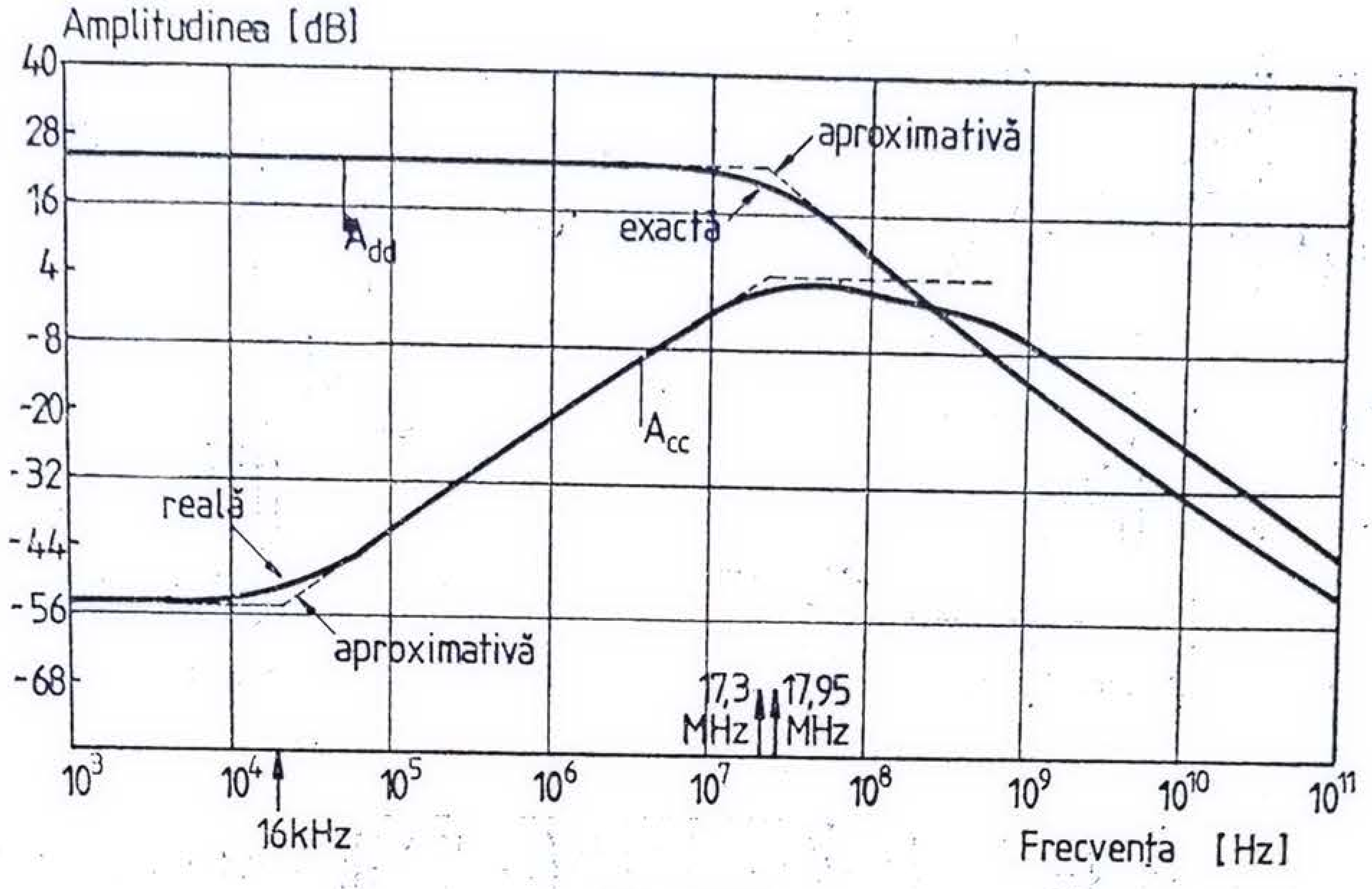



Fig. 1.114.

$+ r_x + r_\pi$), şi deoarece $R_b + r_x \ll r_\pi$, rezultă $A_{dd_0} = -g_m R_C = -0{,}8 \cdot 20 = -16$ deci $|A_{dd_0}| = 24$ dB.

Pe baza semicircuitului echivalent de semnal mic şi înaltă frecvenţă, corespunzător funcţionării pe modul diferenţial indicat în figura 1.113, b, se poate calcula polul dominant de înaltă frecvenţă, corespunzător funcţionării pe mod diferenţial, utilizînd metoda constantelor de timp de gol. Schema conţine două condensatoare, deci vor trebui calculate două constante de timp; pulsaţia corespunzătoare polului dominant de inaltă frecvenţă este $\omega_s = 1/(\tau_\pi + \tau_\mu)$, unde $\tau_\pi$ este constanta de timp de gol asociată condensatorului $C_\pi$, iar $\tau_\mu$ constanta de timp asociată condensatorului $C_\mu$. Dar $\tau_\pi = C_\pi[r_\pi \parallel R_s] \cong C_\pi R_s = 1{,}3 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^2 = 6{,}5 \cdot 10^{-10}$ s $= 0{,}65$ ns. Similar, $\tau_\mu$ se poate calcula utilizînd relaţia (1.149): $\tau_\mu = C_\mu[R_s + R_C + g_m R_s R_C] = 0{,}3 \cdot 10^{-12}[500 + 20\,000 \cdot (1 + 0{,}5 \cdot 0{,}8)] = 0{,}3 \cdot 10^{-12}(500 + 28\,000) = 8{,}55 \cdot 10^{-9}$ s $= 8{,}55$ ns deci $\omega_s = 10^9/9{,}2 = 108{,}7 \cdot 10^6$ rad/s, iar $f_s = 17{,}3$ MHz.

În figura 1.114 s-a trasat dependenţa de frecvenţă a amplificării de mod diferenţial şi a amplificării de mod comun. Diferenţa dintre cele două curbe reprezintă, conform definiţiei, factorul de rejecţie a modului comun. Se observă că pe măsură ce frecvenţa creşte rejecţia modului comun scade, deci amplificatoarele diferenţiale rejectează din ce în ce mai prost semnalele de mod comun, pe măsură ce frecvenţa acestor semnale creşte.

**1.63.** Pentru amplificatorul diferenţial realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp, avînd schema din figura 1.115, să se calculeze amplificarea pe mod diferenţial şi amplificarea pe mod comun. Se va considera $V_P = -2$ V şi $I_{DSS} = 2$ mA.

*Soluţie.* În primul rînd trebuie calculaţi curentul static de drenă şi tensiunea grilă-sursă. Pentru aceasta se utilizează semicircuitul de mod comun din figura 1.116. Se obţine

$$V_{GS} + 2I_D R_{SS} = 15 \text{ V}. \tag{1.155}$$

Dar

$$V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right). \tag{1.156}$$

Înlocuind în relaţia (1.155) rezultă

$$V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) + 2\, I_D R_{SS} = 15 \text{ V}.$$

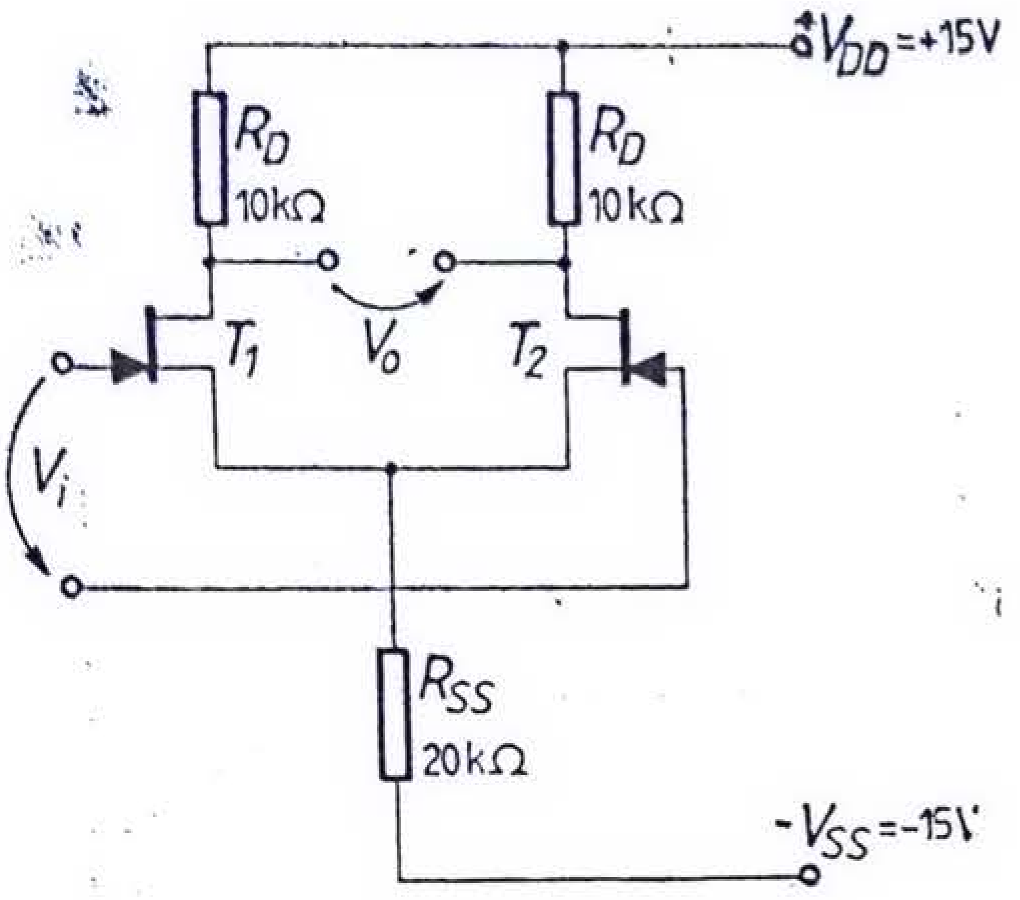



Fig. 1.115.

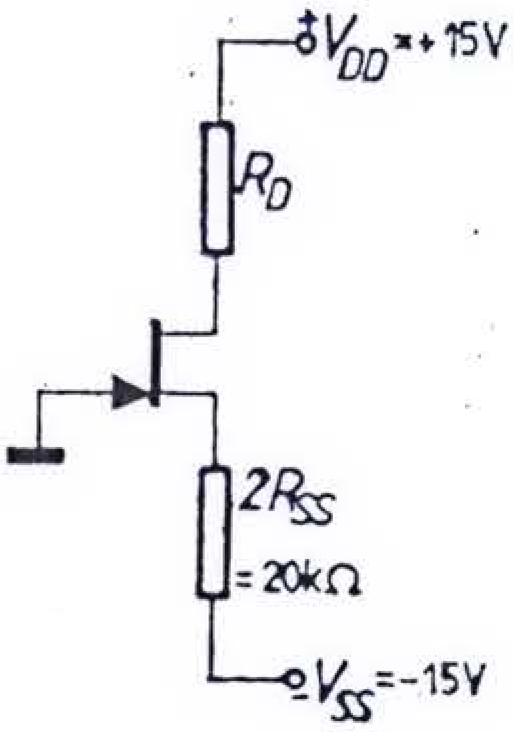



Fig. 1.116.

deci

$$I_{D\,1,2} = I_{DSS}\left\{\frac{V_P}{4I_{DSS}R_{SS}}\left[1-\sqrt{1-\frac{8I_{DSS}R_{SS}}{V_P}\left(1-\frac{15\ \text{V}}{V_P}\right)}\right]\right\}^2 = 0,4\ \text{mA} \qquad (1.157)$$

Din relația (1.156) se obține $V_{GS} = -1,1$ V, deci tensiunea $V_S$ în raport cu masa este $V_S = +1,1$ V. În continuare se poate calcula curentul prin rezistența $R_{SS}$: $I_{SS} = 16,1/20 = 0,8$ mA.

Pentru calculul amplificărilor este necesară cunoașterea pantei $g_m$:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = -\frac{2I_{SS}}{V_P}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \frac{2}{|V_P|}\sqrt{I_D \cdot I_{DSS}} =$$

$$= \frac{2}{2\text{V}}\sqrt{0,4\cdot 2\cdot 10^{-6}}\ \text{A} = 0,89\cdot 10^{-3}\ \Omega^{-1}.$$

Pentru funcționarea pe mod diferențial, punctul comun al celor două surse ale tranzistoarelor este punct de masă, deci

$$A_{dd} = V_{od}/V_{id} = -g_m R_D = -0,89\cdot 10 = -8,9. \qquad (1.158)$$

Pentru funcționarea pe mod comun, deoarece în electrodul sursă este conectată rezistența $2R_{SS}$, amplificarea este

$$A_{cc} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = -\frac{g_m R_D}{1+2g_m R_{SS}} = \frac{-8,9}{1+2\cdot 8,9\cdot 20} = -0,24. \qquad (1.159)$$

**1.64.** Pentru amplificatorul diferențial din figura 1.115 să se determine domeniul tensiunilor de intrare corespunzătoare funcționării pe mod diferențial pentru care conduc ambele tranzistoare. Tranzistoarele schemei sînt tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune.

*Soluție.* Însumînd tensiunile pe bucla de intrare se obține

$$v_I - v_{GS1} + v_{GS2} = 0 \qquad (1.160)$$

Deoarece pentru tranzistoarele cu efect de cîmp cu joncțiune

$$i_D = I_{DSS}(1 - v_{GS}/V_P)^2, \qquad (1.161)$$

atunci

$$\frac{v_{GS}}{V_P} = 1 - \sqrt{\frac{i_D}{i_{DSS}}}. \qquad (1.162)$$

Înlocuind în (1.160) rezultă

$$\frac{v_I}{V_P} = -\sqrt{\frac{i_{D1}}{I_{DSS}}} + \sqrt{\frac{i_{D2}}{I_{DSS}}}. \tag{1.163}$$

Pentru nodul comun electrozilor de sursă ai celor două tranzistoare se poate scrie:

$$i_{D_1} + i_{D_2} = I_{SS}. \tag{1.164}$$

Din relațiile (1.163) și (1.164) rezultă

$$i_{D_1} = \frac{I_{SS}}{2}\left[1 + \frac{v_I}{V_P}\sqrt{2\frac{I_{DSS}}{I_{SS}} - \left(\frac{v_I}{V_P}\right)^2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right)^2}\right], \tag{1.165}$$

$$i_{D_2} = \frac{I_{SS}}{2}\left[1 - \frac{v_I}{V_P}\sqrt{2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right) - \left(\frac{v_I}{V_P}\right)^2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right)^2}\right], \tag{1.166}$$

unde, conform definiției, $V_I = 2V_{id}$.

Prin urmare domeniul tensiunilor de intrare, corespunzător funcționării pe mod diferențial, pentru care ambele tranzistoare conduc, este dat de relația

$$\left|\frac{v_I}{V_P}\right| < \sqrt{\frac{2I_{SS}}{I_{DSS}}}, \tag{1.167}$$

ceea ce, pentru valorile numerice considerate, înseamnă $|v_I| < 1{,}79$ V.

În afara acestui domeniu curenții de drenă au o valoare constantă și anume, unul este $I_{SS}$, iar celălalt 0.

Relația (1.167) arată că domeniul tensiunilor de intrare, pentru care ambele tranzistoare cu efect de cîmp conduc, depinde de tensiunea lor de prag și este mai larg decît în cazul tranzistoarelor bipolare pentru care acest domeniu este aproximativ $8V_T \cong 200$ mV.

**1.65.** Să se calculeze tensiunea de intrare de decalaj într-un amplificator diferențial standard realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp cu joncțiune, avînd schema din figura 1.117 admițînd $V_{P1} \neq V_{P2}$, $I_{DSS1} \neq I_{DSS2}$ și $R_{D1} \neq R_{D2}$.

*Soluție.* Fie $V_{IO}$ tensiunea reziduală de intrare, adică tensiunea ce trebuie aplicată între cele două intrări pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero. Însumînd tensiunile din bucla de intrare se obține

$$V_{IO} - V_{GS1} + V_{GS_2} = 0 \tag{1.168}$$

Ținînd seama de relația (1.162), se obține

$$V_{IO} = V_{P_1}\left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_1}}{I_{DSS_1}}}\right) - V_{P_2}\left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_2}}{I_{DSS_2}}}\right). \tag{1.169}$$

În continuare, trebuie ținut seama de relațiile

$$I_{D_1} = I_D + \Delta I_D/2; \quad I_{D_2} = I_D - \Delta I_D/2,$$

$$I_{DSS_1} = I_{DSS} + \Delta I_{DSS}/2; \quad I_{DSS_2} = I_{DSS} - \Delta I_{DSS}/2, \tag{1.170}$$

$$V_{P_1} = V_P + \Delta V_P/2; \quad V_{P_2} = V_P - \Delta V_P/2.$$

Înlocuind în relația (1.169) și neglijînd termenii de ordin superior, se obține

$$V_{IO} = \Delta V_P - V_P\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}(\Delta I_D/2I_D - \Delta I_{DSS}/2I_{DSS} + \Delta V_P/V_P). \tag{1.171}$$

Pentru ca $V_o$ să fie zero trebuie ca

$$I_{D_1}R_{D_1} = I_{D_2}R_{D_2} \tag{1.172}$$

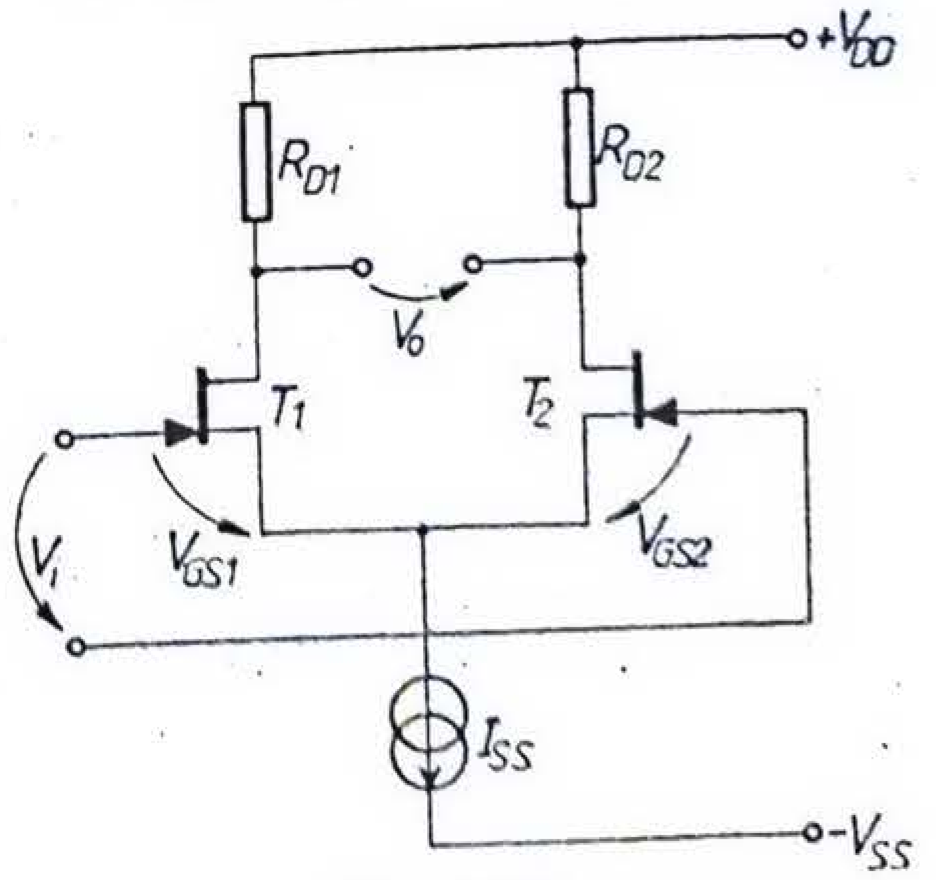



Fig. 1.117.

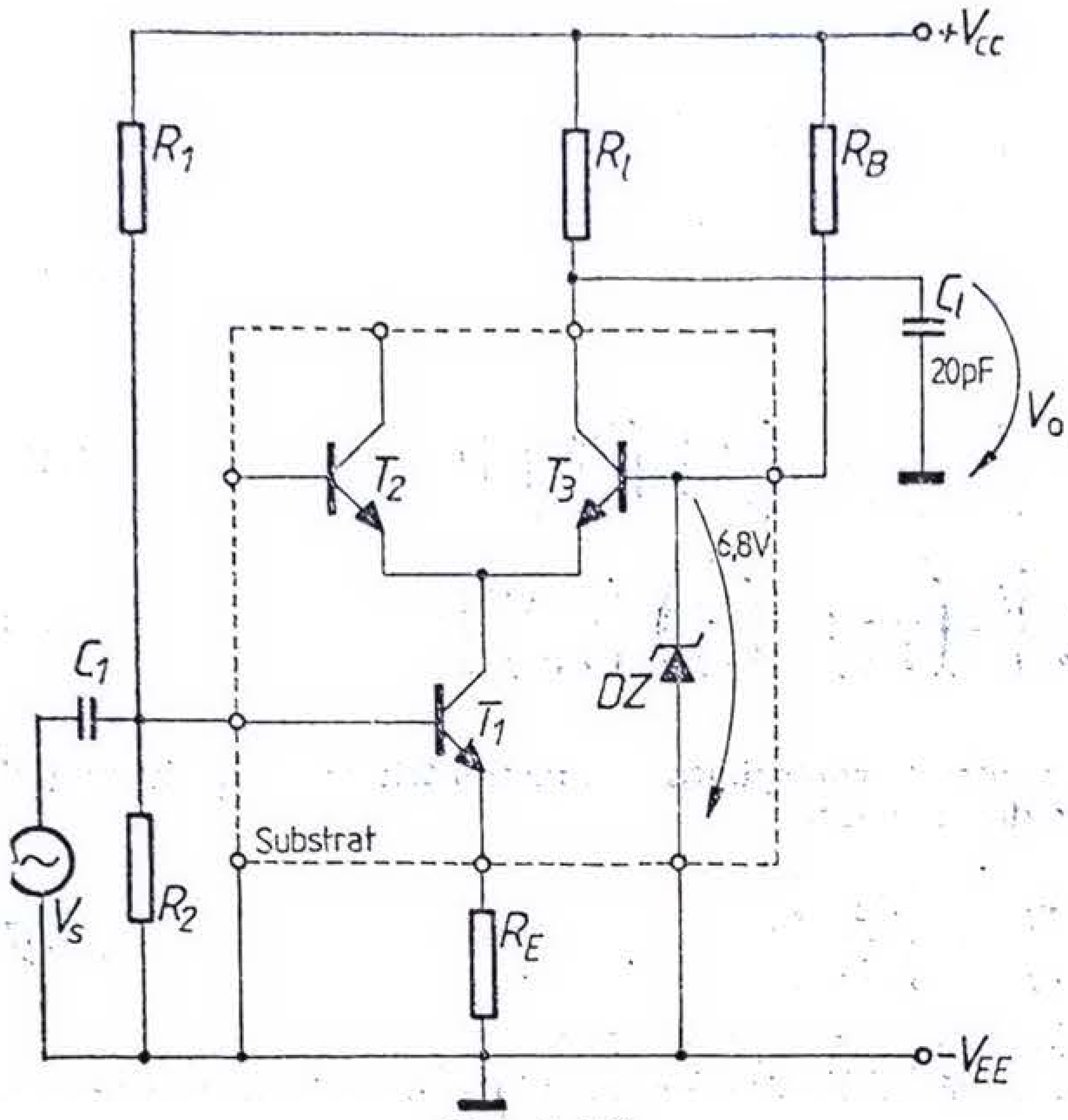



Fig. 1.118.

sau

$$I_{D1}/I_{D2} = R_{D2}/R_{D1} \quad (1.173)$$

Din relația (1.173) se obține

$$\Delta I_D/I_D = -\Delta R_D/R_D \quad (1.174)$$

și înlocuind în relația (1.171) rezultă

$$V_{IO} = \Delta V_P - V_P \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \times$$

$$\times \left( -\frac{\Delta R_D}{2R_D} - \frac{\Delta I_{DSS}}{2I_{DSS}} + \frac{\Delta V_P}{V_P} \right). \quad (1.175)$$

**1.66.** Să se proiecteze amplificatorul cascod din figura 1.118 ($R_l$, $R_E$, $R_1$, $R_2$, $R_B$, $C_1$, $V_{CC}$), realizat cu o structură de amplificator diferențial integrat, astfel încît tensiunea de ieșire vîrf-vîrf să fie de 12 V, amplificarea în tensiune $V_o/V_s$ să fie 10, frecvența limită superioară $f_s \geqslant 2$ MHz, frecvența limită inferioară $f_j \leqslant 70$ Hz. Se consideră tranzistoarele identice, cu $\beta_o = 125$; se neglijează $r_x, r_o, r_\mu$.

Se va admite că limita superioară a benzii de frecvențe este determinată în exclusivitate de încărcarea capacitivă a etajului.

*Soluție.* Deoarece $f_s \geqslant 1/2\pi R_l C_l$, rezultă $R_l \leqslant 1/(2\pi f_s C_l) = 1/(2\pi \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 20 \cdot 10^{-12}) = 4{,}03$ kΩ. Se alege pentru $R_l$ valoarea standardizată $R_1 = 3{,}6$ kΩ. Deoarece $V_{CC} \geqslant V_{ovv} + V_Z$, rezultă $V_{CC} \geqslant 12\ \text{V} + 6{,}8 = 18{,}8$ V.

Se alege $V_{CC} = 20$ V.

Admițînd $V_{CB}|_{T3} = I_{C_3}R_l = V_{CC}/2$, rezultă $I_{C_3} = V_{CC}/2R_l = 10/7{,}2 = 1{,}4$ mA.

Amplificarea în tensiune a etajului are exprcsia $|A_v| = |A_{v1}A_{v2}| \cong \beta R_l/(r_{\pi1} + \beta R_E)$, deci

$$R_E = \frac{\dfrac{\beta R_l}{|A_v|} - r_{\pi1}}{\beta} = \frac{\dfrac{125 \cdot 3{,}6}{10} - 2{,}3}{125} = 342\ \Omega,$$

unde

$$r_{\pi1} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{125 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{1{,}4} = 2{,}3\ \text{k}\Omega.$$

Se alege $R_E = 330$ Ω.

Curenții de bază, statici, ai celor două tranzistoare sînt $I_{B1} = I_{B3} = 1{,}4/125$ mA $= 0{,}011 = 11$ μA.

Considerînd curentul prin divizorul $R_1$, $R_2$ $I_d = 10\ I_B = 100$ μA, rezultă $R_1 + R_2 = 20$ V/100 μA = 200 kΩ.

Tensiunea pe baza tranzistorului $T_1$ fiind $V_{B1} = V_{BE1} + I_C R_E = 0{,}7 + 0{,}5 = 1{,}2$ V, se obține $R_2 = V_{B1}/I_d = 1{,}2/0{,}1 = 12$ kΩ și $R_1 = 200 - 12 \cong 180$ kΩ.

Pentru calculul rezistenței $R_B$ trebuie impus curentul prin $D_Z$ astfel încît rezistența sa dinamică de ieșire să fie mică. Admițînd, de exemplu, o valoare uzuală de 5 mA, rezultă $R_B = \dfrac{V_{CC} - V_Z}{5\ \text{mA}} = \dfrac{13{,}2}{5} = 2{,}64$ kΩ.

Frecvența limită inferioară este determinată de constanta de timp asociată capacitorului $C_1$, deci $f_j = 1/(2\pi C_1 R_{1s})$, unde rezistența de scurtcircuit de la bornele capacitorului este $R_{1s} =$

$= R_1 \parallel R_2 \parallel (r_{\pi 1} + \beta R_E) = 12 \parallel 180 \parallel (2{,}3 + 125 \cdot 0{,}33) \cong 9{,}4\ \text{k}\Omega$. Prin urmare $C_1 = \dfrac{1}{2\pi R_{1s} \cdot f_j} =$

$$= \frac{1}{2\pi \cdot 9{,}4 \cdot 10^3 \cdot 70} \cdot 7 \cdot F = \frac{100}{2\pi \cdot 9{,}4 \cdot 7} = 0{,}25\ \mu\text{F}.$$

**1.67.** a. Să se proiecteze amplificatorul diferențial avînd schema din figura 119, alegînd pentru $R_C$ și $R_E$ astfel de valori, încît rezistența diferențială de intrare să fie de 2 MΩ, amplificarea pe mod diferențial să fie 500, iar factorul de discriminare 500.

b. Care sînt valorile minime ale surselor de alimentare $V_{CC}$ și $V_{EE}$ care asigură, pe de o parte, aceste performanțe menținînd tranzistoarele polarizate în regiunea activă normală în condiții de semnal mic și, pe de altă parte, excursii de semnale pozitive și negative maxime? Se va presupune că tensiunea de intrare de mod comun de curent continuu este nulă, tranzistoarele sînt identice și au $\beta_0 = 200$. Se vor neglija rezistențele $r_x$, $r_o$ și $r_\mu$.

c. Cum sînt afectați parametrii circuitului ($R_{id}$, $A_{dd}$, $F$) de către creșterea valorilor surselor de alimentare $V_{CC}$ și $V_{EE}$ față de cele determinate la punctul b ?

*Soluție.* Deoarece rezistența diferențială de intrare este $R_{id} = 2r_\pi = 2\dfrac{\beta_0}{g_m} = 2\dfrac{\beta_0}{\dfrac{I_C}{V_T}} = \dfrac{2\beta_0 V_T}{I_C}$,

atunci $I_C = \dfrac{2\beta_0 V_T}{R_{id}} = \dfrac{2 \cdot 200 \cdot 26 \cdot 10^{-3}}{2}\ \mu\text{A} = 5{,}2\ \mu\text{A}$.

Din expresia amplificării în tensiune diferențiale, $A_{dd} = \dfrac{V_{od}}{V_{id}} = -\dfrac{\beta_0 R_C}{r_\pi} = -g_m R_C =$ $= -\dfrac{I_C}{V_T} R_C$, se obține $R_C = \dfrac{|A_{dd}|\, V_T}{I_C} = \dfrac{500 \cdot 26\ \text{mV}}{5{,}2\ \mu\text{A}} = 2500\ \text{k}\Omega = 2{,}5\ \text{M}\Omega$.

Cunoscînd expresia factorului de discriminare $F = \dfrac{A_{dd}}{A_{cc}} = (\beta_0 R_C/r_\pi)/[\beta_0 R_C / (r_\pi + 2R_E(1 + \beta_0))] = 1 + \dfrac{2R_E}{r_\pi}(1 + \beta_0) \cong 2R_E g_m = 2R_E \dfrac{I_C}{V_T}$, rezultă $R_E = \dfrac{F \cdot V_T}{2I_C} = \dfrac{500 \cdot 26\ \text{mV}}{2 \cdot 5{,}2\ \mu\text{A}} =$ $= 1\,250\ \text{k}\Omega = 1{,}25\ \text{M}\Omega$.

Admițînd că în repaus bazele tranzistoarelor sînt conectate la masă, se poate scrie $V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CB}$.

Pentru ca excursia maximă a tensiunii de ieșire să fie aceeași, atît pentru o valoare pozitivă cît și negativă a tensiunii de intrare, trebuie ca $V_{CB} = I_C \cdot R_C = 5{,}2 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}5 \cdot 10^6 = 13$ V, rezultînd $V_{CC} = 2 \cdot 13 = 26$ V.

Valoarea tensiunii de alimentare $V_{EE}$ se determină cu relația $V_{EE} = R_E \cdot (2I_C) + V_{BE} = 1{,}25 \cdot 10^6 \cdot 10{,}4 \cdot 10^{-6} + 0{,}6 = 13{,}6$ V.

După cum se observă din schemă, creșterea valorii sursei $V_{CC}$ nu duce la modificarea parametrilor $R_{id}$, $A_{dd}$ și $F$.

Creșterea valorii sursei $V_{EE}$ modifică $I_E$, $I_C$ și respectiv, $g_m$; ca urmare $R_{id}$ va scădea, $A_{dd}$ va crește, iar $F$ va crește de asemenea.

**1.68.** Să se proiecteze etajul diferențial cu ieșire asimetrică, din figura 1.120 ($R_l$, $R_B$ și valorile minime ale surselor de alimentare $V_{CC}$ și $V_{EE}$), astfel încît să îndeplinească următoarele cerințe:

a. Amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ să fie 100;

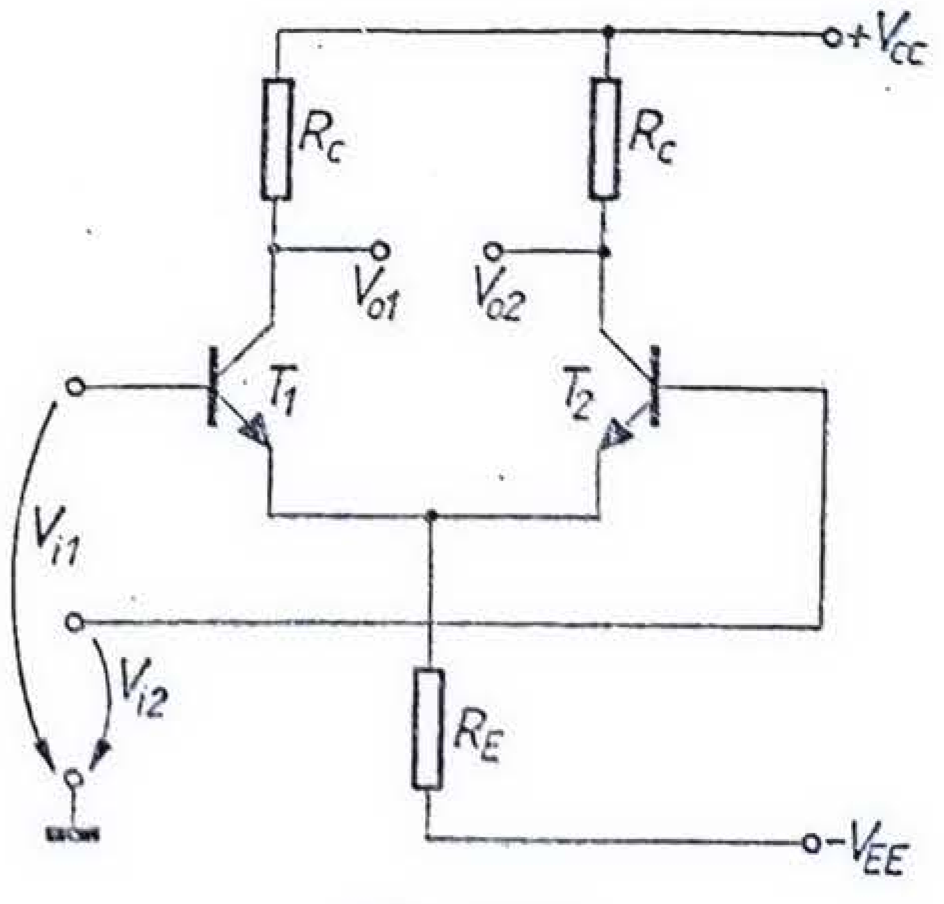


Fig. 1.119.

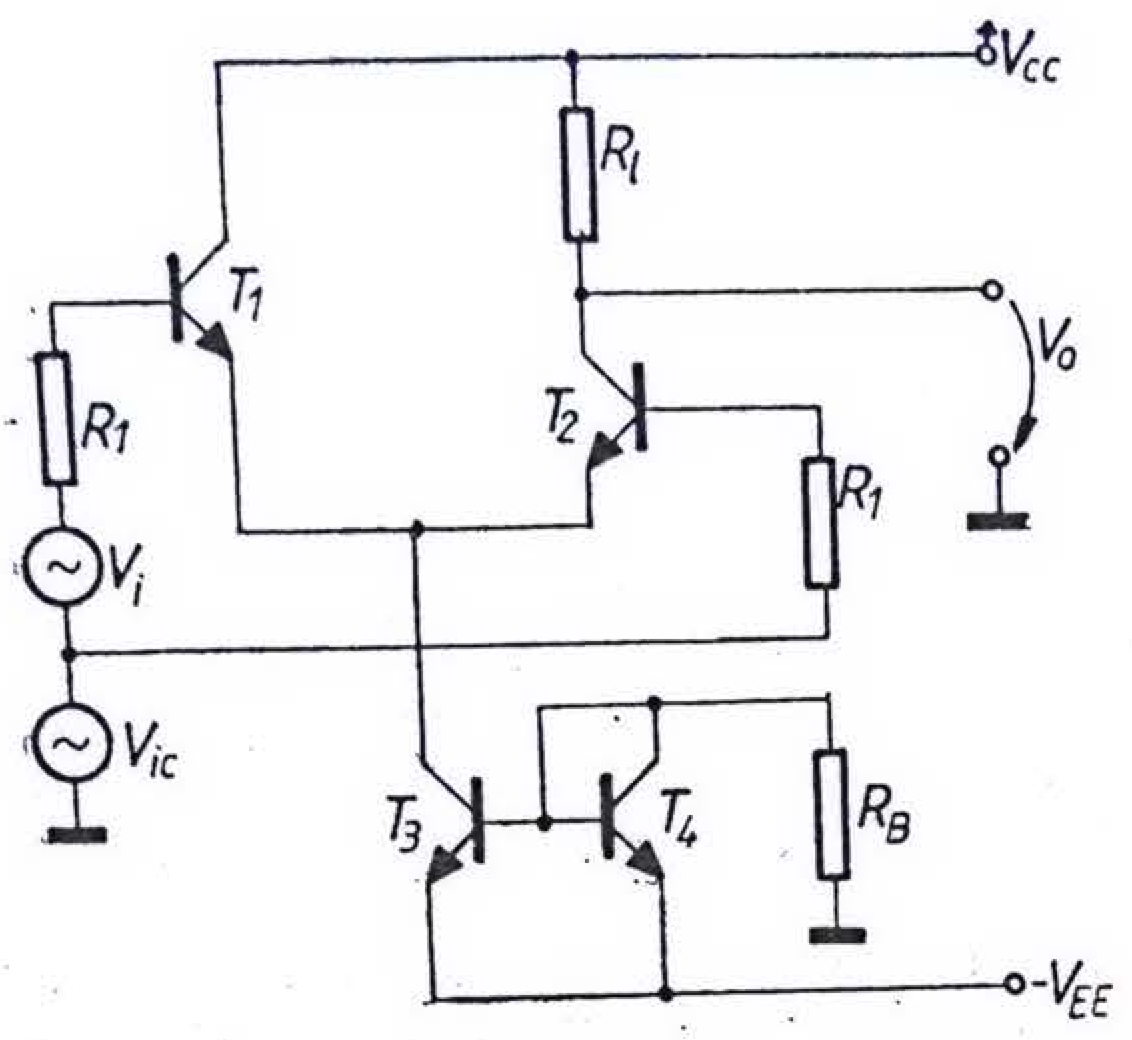



Fig. 1.120.

b. Excursia tensiunii de ieșire să fie de 10 V vîrf vîrf;

c. Să admită tensiuni de intrare de mod comun de $\pm 1$ V;

d. Rezistența de intrare între cele două baze să fie de 5000 Ω.

*Soluție*. Se cunosc $\beta = 125$, $r_x = 0$, $r_o = \infty$, $R_1 = 50\ \Omega$. Deoarece $R_{id} = 2r_\pi = 2\beta/g_m$, atunci $g_m = 2\beta/R_{id} = 250/(5\ \text{k}\Omega) = 50$ mA/V, iar $I_C = g_m/40 = 50/40 = 1{,}25$ mA. Întrucît $V_o/V_i = V_{od}/(2V_{id}) = 1/2|A_{dd}| = 1/2\ \beta R_l/(4r_\pi) = (1/2) \cdot g_m R_l$,

rezultă $R_l = 200/50 = 4\ \text{k}\Omega$.

Determinarea valorii tensiunii pozitive de alimentare se face utilizînd relația $V_{CC} = I_C R_l + V_{CB} + |V_{iC}|$, unde $I_C R_l = 1{,}25 \cdot 4 = +6\ \text{V} > 10\ \text{V}/2$, asigurînd deci excursia pozitivă maximă a semnalului de ieșire, iar $V_{CB\,min} = V_{ovv}/2$. Rezultă $V_{CC} = 6 + 5 + 1 = 12$ V.

Pentru calculul valorii sursei de alimentare negative se poate scrie $V_{EE} = V_{BE2} + V_{CB3} + V_{BE1} + |V_{iC}|$. Admițînd $v_{CB3\,min} = 0$ rezultă $V_{EE} = 2\,V_{BE2} + V_{iC} = 0{,}7 \cdot 2 + 1 = 2{,}4$ V, iar $R_B = \dfrac{V_{EE} - V_{BE}}{2I_C} = 680\ \Omega$.

# *Capitolul 2*

# ETAJE DE IEȘIRE

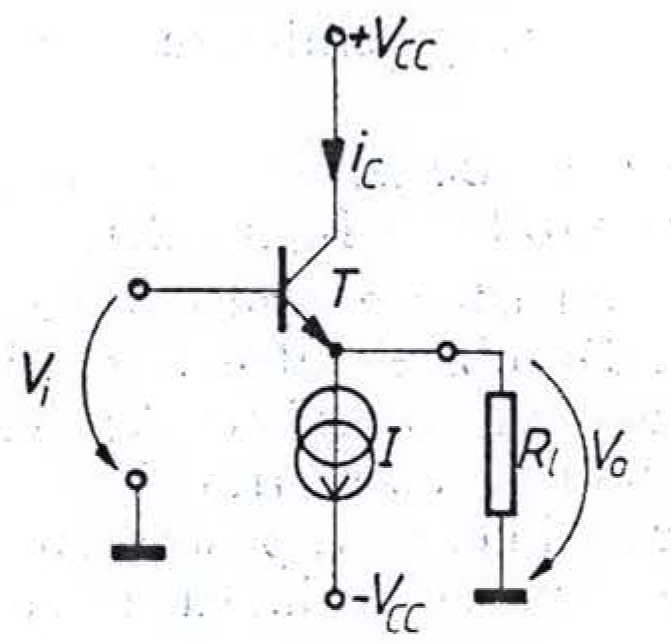
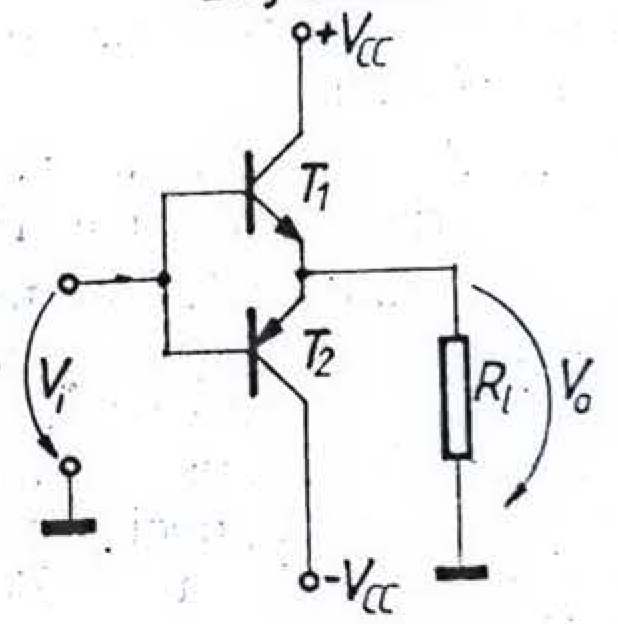
## INTRODUCERE TEORETICĂ

*Etajele de ieșire au rolul* de a debita puterea necesară în sarcină, cu un randament cît mai ridicat, cu un factor de distorsiuni cît mai redus și cu o cît mai mică putere disipată de tranzistoarele finale.

*Etajele de ieșire lucrează* în clasă A, AB sau B. Relațiile generale de calcul al puterii de ieșire, al puterii absorbite și al puterii disipate totale, pentru două etaje tipice de ieșire, unul în clasă A, celălalt în clasă B, alimentate de la două surse simetrice în raport cu masa, în ipoteza unui semnal sinusoidal de comandă sînt prezentate în tabelul 2.1. Pentru stabilirea unor relații generale, indiferent de nivelul semnalului și de limitările spre curenți mici și tensiuni mici ale domeniului de func-

*Tabelul 2.1*

**Relații energetice fundamentale pentru etaje de ieșire în clasă A și B**

| | Etaj clasă A | Etaj clasă B |
|---|---|---|
| |  |  |
| Relații de calcul | $\left(\text{Pentru } R_{l\,optim} \cong \frac{V_{CC}}{I}\right)$ | |
| Puterea utilă medie $P_u = \frac{V_{oef}^2}{R_l}$ | $P_u = \frac{K^2 V_{CC} I}{2}$ | $P_u = \frac{K^2}{2} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_l}$ |
| Puterea absorbită medie $P_A = V_{CC}I^+ + V_{CC}I^-$ | $P_A = 2V_{CC}I = \text{const.}$ | $P_A = \frac{2K}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_l}$ |
| Puterea disipată medie totală $P_D = P_A - P_u$ | $P_D = V_{CC}I\left(2 - \frac{K^2}{2}\right)^*$ | $P_D = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_l}\left(K - \frac{\pi}{4}K^2\right)^{**}$ Pentru $K = 2/\pi \Rightarrow P_{Dmax} = (4/\pi^2)P_{umax}$ |
| Randamentul $\eta = P_u/P_A$ | $\eta = 0{,}25\ K^2$ | $\eta = (\pi/4)K = 78{,}6\% \cdot K$ |

* Reprezintă puterea totală disipată atît de tranzistor, cît și de sursa de curent constant.
** Reprezintă puterea totală disipată de ambele tranzistoare.

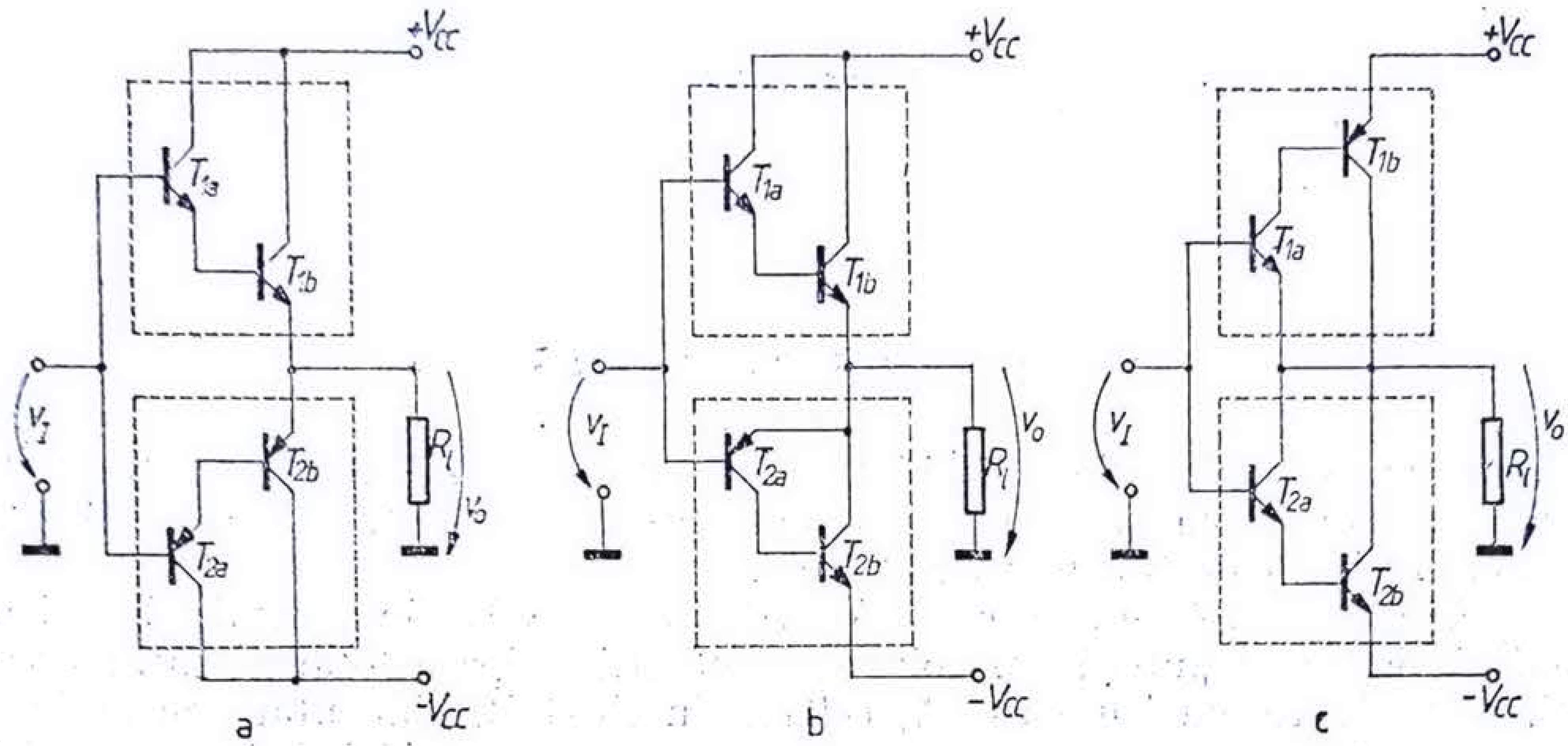



Fig. 2.1. Etaje de ieşire realizate cu tranzistoare compuse: a) cu tranzistoare în configuraţie Darlington; b) cu tranzistoare cuasicomplementare; c) cu simetrie complementară.

ţionare, tensiunea de ieşire $V_O$* s-a exprimat în funcţie de factorul $K$ de utilizare a tensiunii de alimentare ca fiind:

$$V_O = KV_{CC}, \quad (2.1)$$

$K$ fiind definit pe domeniul [0; 1].

Rezultatele sistematizate în tabelul 2.1 pot fi generalizate şi pentru alte tipuri de scheme.

*Etajele de ieşire contratimp, clasă B, realizate cu tranzistoare compuse*, există în mai multe variante, o parte dintre ele fiind prezentate în figura 2.1.

Analiza funcţionării etajelor de ieşire cu tranzistoare compuse se face înlocuind tranzistorul compus printr-un echivalent. De obicei între baza şi emitorul celui de-al doilea tranzistor din dublet se introduce cîte o rezistenţă; aceasta măreşte curentul de repaus al tranzistorului $T_a$, făcînd ca acest tranzistor să lucreze cu curenţi acceptabili, deci cu factori de amplificare în curent, β, suficient de mari. De asemenea, tranzistoarele $T_b$ vor putea lucra pînă la tensiunea de străpungere $V_{CER} > V_{CEO}$.

*Etajele de ieşire contratimp clasă A—B.* Deşi avantajoase din punctul de vedere al randamentului şi consumului redus de curent de la sursa de alimentare însă; etajele de ieşire clasă B au dezavantajul de a introduce distorsiuni de trecere corespunzătoare trecerii conducţiei de pe un tranzistor pe celălalt.

Pentru liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului final se realizează o prepolarizare a joncţiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor finale, astfel încît ele să conducă un mic curent de colector în lipsa semnalului, ceea ce de fapt înseamnă utilizarea lor într-o uşoară clasă A—B.

Efectul de liniarizare a caracteristicii de transfer, prin utilizarea tranzistoarelor finale într-o uşoară clasă A—B, este pus în evidenţă în figura 2.2.

În figura 2.3 se prezintă diferite scheme de prepolarizare a bazelor tranzistoarelor finale. Schema din figura 2.3, a poate determina ambalarea termică a tran-

* $V_O$ reprezintă amplitudinea tensiunii de ieşire

zistoarelor finale și deci distrugerea lor. Pentru evitarea acestui neajuns se utilizează una din schemele din figura 2.3 b, c, și d.

*Comanda etajelor finale* se face cu ajutorul unui etaj prefinal, lucrînd în clasă A, alimentat de la aceleași surse de alimentare ca și etajul final.

Pentru obținerea tensiunii de ieșire maxime din etajul prefinal, se pot folosi schemele din figura 2.4, bazate fie pe bootstraparea* rezistenței din colectorul tranzistorului prefinal, fie pe utilizarea unei sarcini active. În ambele situații rezistența dinamică de sarcină a etajului prefinal este rezistența de intrare în etajul final, ceea ce, pentru o proiectare corectă, permite aducerea ambelor tranzistoare finale aproape de saturație.

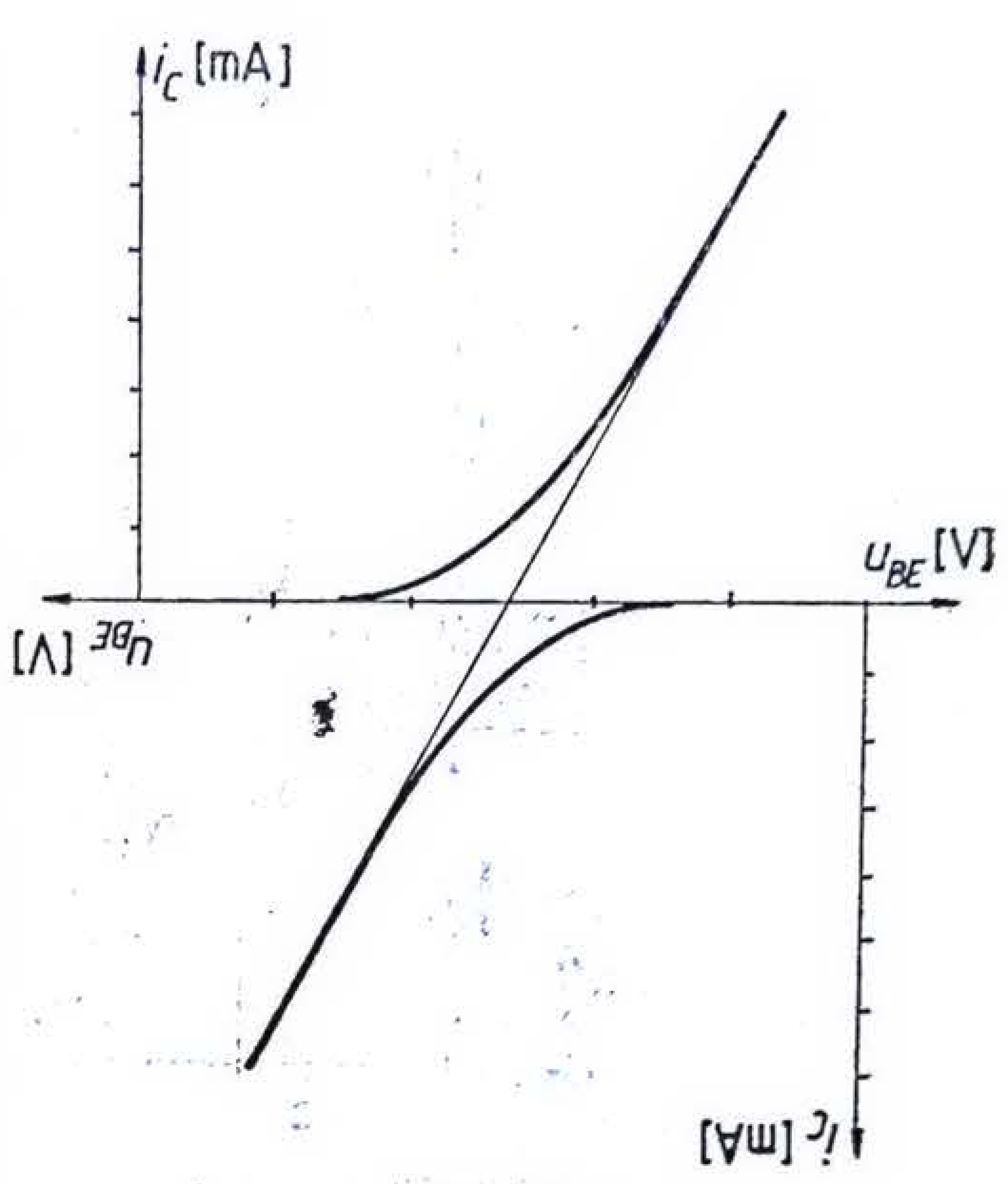


Fig. 2.2.

## PROBLEME

2.1. Să se traseze caracteristica de transfer $v_o = f(v_I)$ pentru etajul de ieșire clasă A, de tip repetor pe emitor, din figura 2.5, lucrînd pe o rezistență de sarcină $R_l = (V_{CC} - V_{CE\,sat})/I$, admițînd că cele două tranzistoare au parametrii identici.

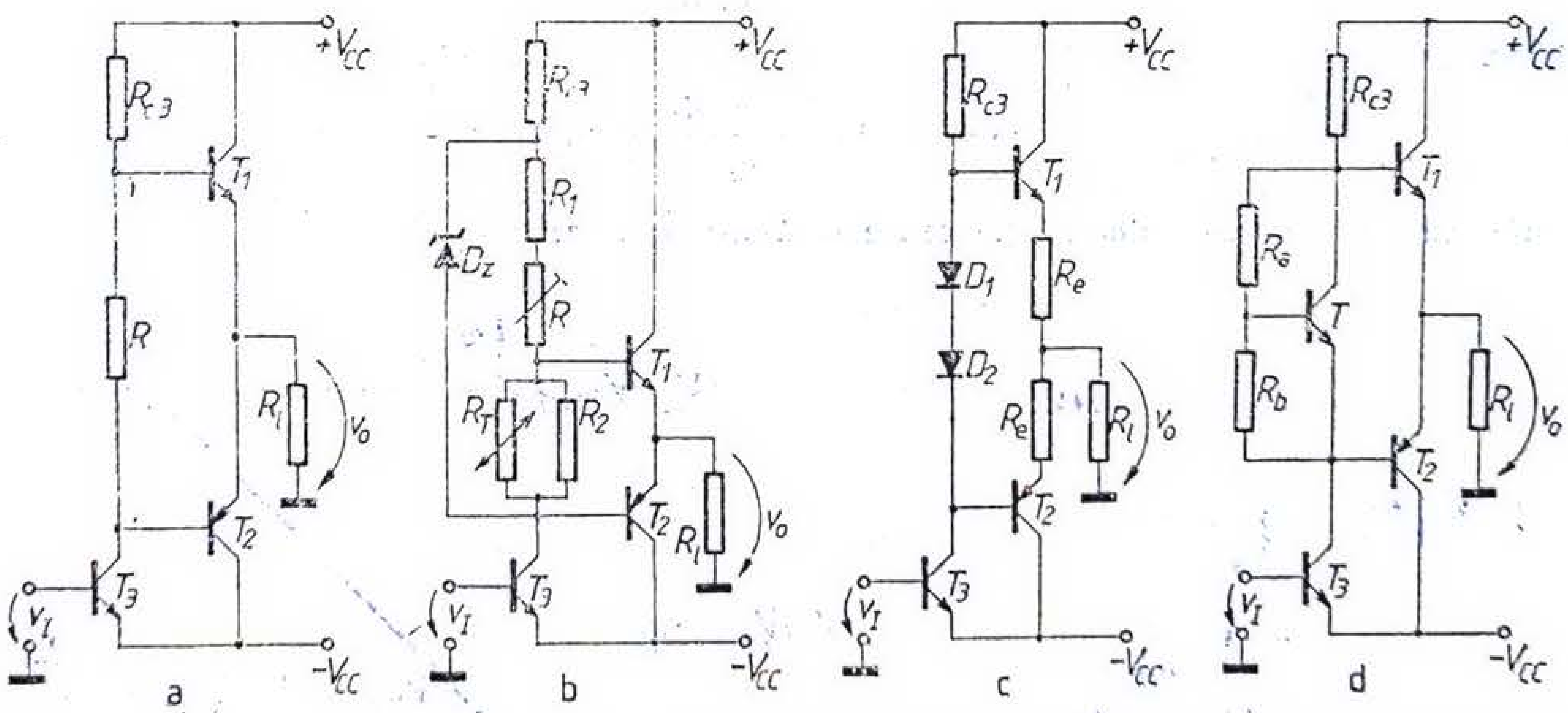


Fig. 2.3. Metode de polarizare a tranzistoarelor finale: a) cu rezistență ($R$); b) cu ternistor ($R_T$); c) cu diode ($D_1$, $D_2$); d) cu tranzistor în conexiune de diodă multiplicată ($T$).

* Bootstrap = cuvînt de origine engleză care, în domeniul circuitelor electronice, semnifică o tehnică de reducere a curentului dinamic printr-o rezistență, prin scăderea pînă la anulare a căderii de tensiune dinamice la bornele acestei rezistențe. Se realizează prin aplicarea unei reacții a cărei configurație depinde de circuit.

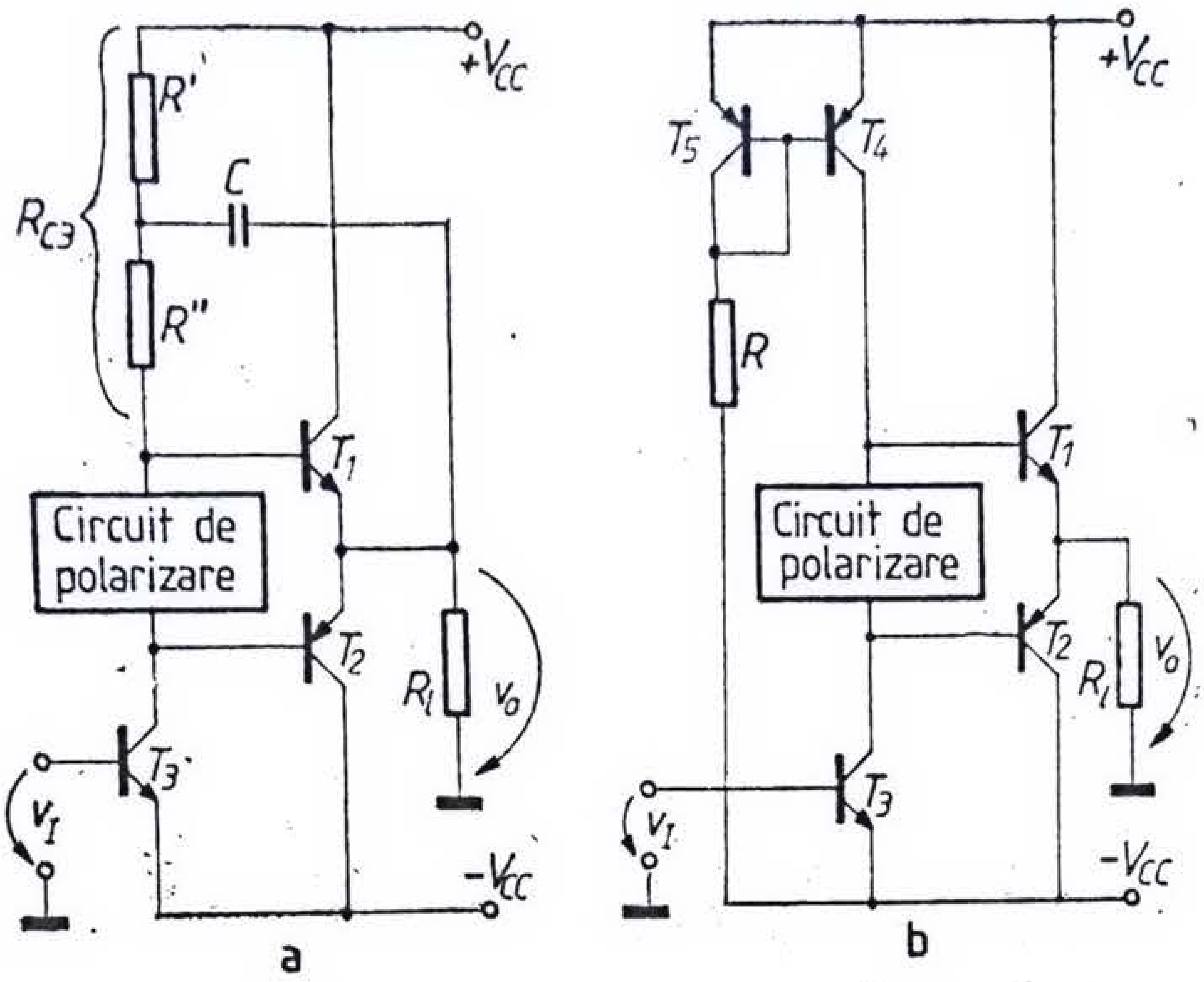



Fig. 2.4. Etaje prefinale cu performanțe îmbunătățite: a) prin bootstraparea rezistenței de colector; b) prin utilizarea unei sarcini aditive.

*Soluție*. Din figura 2.5 rezultă

$$v_I = V_{BE_1} + v_o, \tag{2.2}$$

unde

$$v_{BE_1} = V_T \ln (i_{C_1}/I_S), \tag{2.3, a}$$

iar

$$i_{C_1} = I + v_o/R_l. \tag{2.3, b}$$

Ca urmare,

$$v_I = V_T \ln \frac{I + v_o/R_l}{I_S} + v_o, \tag{2.4}$$

expresie neliniară care determină relația de legătură între $v_o$ și $v_I$.

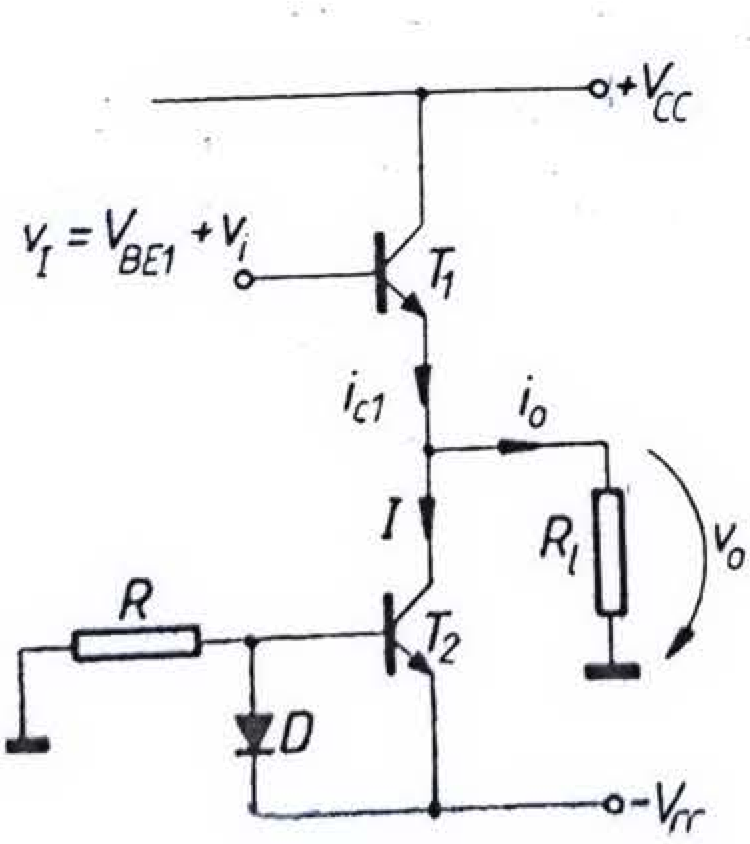



Fig. 2.5.

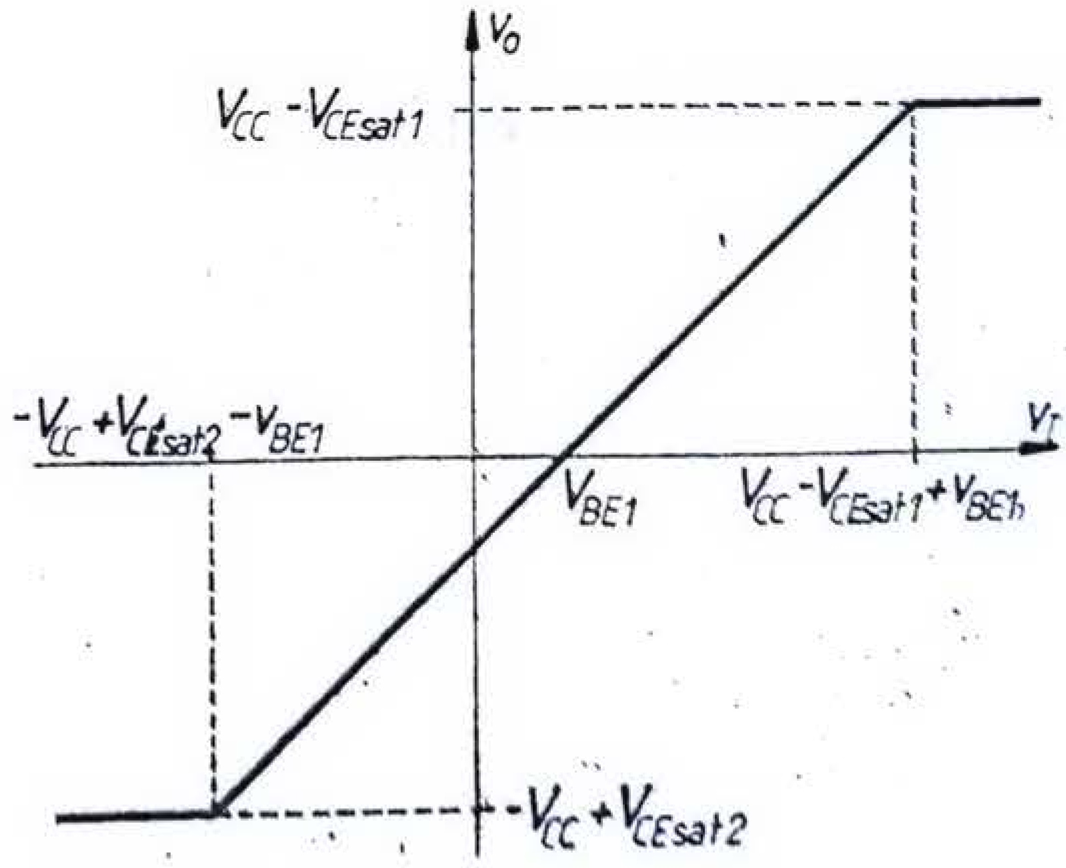



Fig. 2.6.

Pentru $(v_o/R_l) < I$, primul termen din partea dreaptă a relației (2.4) se poate scrie

$$V_T \ln \frac{I + v_o/R_l}{I_S} \cong V_T \ln \frac{I}{I_S} = V_{BE1},$$

unde $V_{BE1}$ reprezintă tensiunea bază-emitor a tranzistorului $T_1$ în repaus. Rezultă

$$v_I = V_{BE1} + v_o, \tag{2.5}$$

ceea ce arată, după cum se vede și din figura 2.6, o legătură liniară între tensiunea de ieșire și cea de intrare, explicabilă de altfel datorită reacției negative puternice a repetorului pe emitor. Pentru $R_l = (V_{CC} - V_{CEsat})/I$, evoluția liniară a tensiunii de ieșire are loc spre tensiuni pozitive, pînă la saturarea tranzistorului $T_1$, și spre tensiuni negative, pînă la saturarea tranzistorului $T_2$.

2.2. Un etaj de ieșire, avînd schema din figura 2.5, are următorii parametri: $V_{CC} = 10$ V, $R = 5$ kΩ, $V_{CE\,sat} = 0{,}2$ V, $R_l = 1$ kΩ. Etajul este excitat cu semnal sinusoidal, iar în repaus $v_o = 0$.

a. Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii de ieșire care se poate obține cu acest etaj înainte de apariția distorsiunilor și randamentul corespunzător. Care este randamentul maxim ce s-ar putea obține cu acest etaj și cît e valoarea corespunzătoare a rezistenței de sarcină $R_l$ necesară pentru aceasta?

b. Să se calculeze puterea instantanee maximă disipată de $T_1$ pentru $R_l = 1$ kΩ.

*Soluție.* Curentul sursei de curent este $I = (V_{CC} - V_{BE})/R = (10 - 0{,}7)/5 = 1{,}86$ mA. Deoarece $IR_l = 1{,}86$ V $< V_{CC}$, valoarea maximă nedistorsionată a tensiunii de ieșire este de 1,86 V, fiind determinată de blocarea tranzistorului $T_1$.

Valoarea maximă a puterii medii de ieșire corespunzătoare este $P_{uM} = \frac{1}{2}\frac{V_o^2}{R_l} = \frac{1}{2} \times \frac{1{,}86^2}{1}$ mW $= 1{,}73$ mW.

Deoarece puterea medie absorbită de la sursele de alimentare este $P_A = 2\,V_{CC}I = 2 \cdot 10 \cdot 1{,}86$ mW $= 37{,}2$ mW, randamentul corespunzător este $\eta = \frac{P_u}{P_A} = 4{,}7\%$.

Valoarea mică obținută se datorează limitării excursiei negative a semnalului de ieșire prin blocarea tranzistoruui $T_1$. Puterea maximă de ieșire corespunde rezistenței optime de sarcină, $R'_l = (V_{CC} - V_{CE\,sat})/I = (10 - 0{,}2)/1{,}86$ kΩ $= 5{,}27$ kΩ, pentru care $P'_u = (V_{CC} - V_{CE\,sat}) \cdot I/2 = (10 - 0{,}2) \cdot 1{,}86/2$ mW $= 9{,}11$ mW, randamentul corespunzător fiind $\eta = P'_u/P_A = 9{,}11/37{,}2 = 24{,}5\%$, deci foarte apropiat de valoarea teoretică maximă care este de 25%.

Valoarea maximă a valorii disipate instantanee corespunde punctului median al dreptei de sarcină dinamică. Pentru $R_l = 1$ kΩ acestui punct îi corespund coordonatele (fig. 2.7) $v_{CE} = (V_{CC} + I_C R_l)/2 = (10 + 1{,}86)/2 = 5{,}93$ V și $i_C = v_{CE}/R_l = 5{,}93$ mA, deci puterea disipată instantanee maximă este $p'_{D\,Max} = i_C v_{CE} = 35{,}2$ mW.

Se observă că această putere corespunde unei excursii pozitive a semnalului de ieșire, de $10 - 5{,}93 = 4{,}17$ V $> 1{,}86$ V, deci unei funcționări puternic neliniare a etajului. Acest regim de funcționare însă poate apărea cu ușurință dacă semnalul de intrare crește.

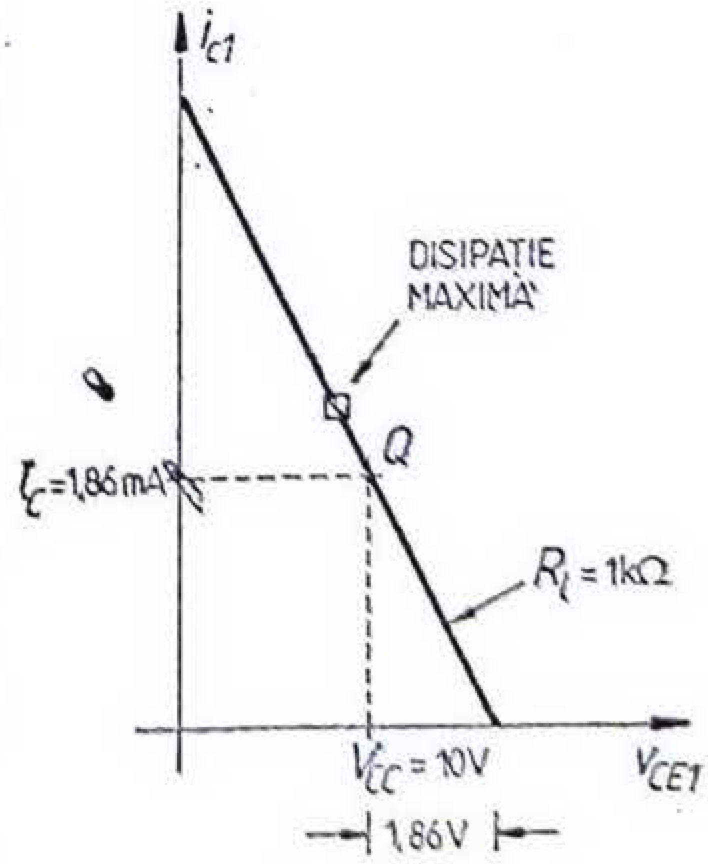


Fig. 2.7.

2.3. Se consideră schema din figura 2.8, reprezentînd etajul de ieșire al unui amplificator operațional. Să se determine amplificarea în tensiune, $\Delta v_o/\Delta v_I$, în funcție de elementele schemei, considerînd cunoscuți parametrii tranzistoarelor. Se consideră $V_{CC}, V_{EE}, V_B \gg V_{BE}$.

*Soluție.* Se observă pe figură că $v_I = v_{BE1} + i_{C1}R_1 + v_{BE2} + v_o$.

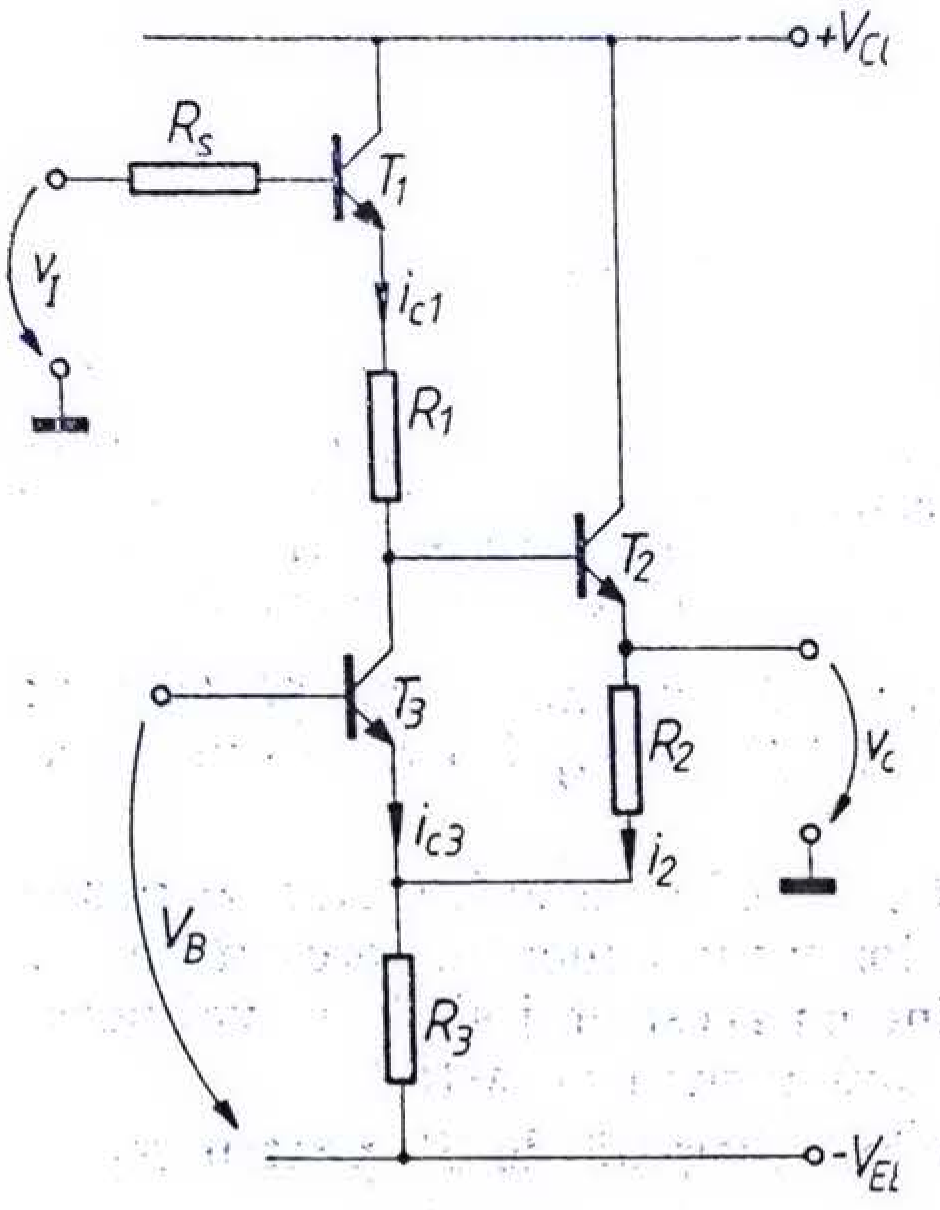


Fig. 2.8.

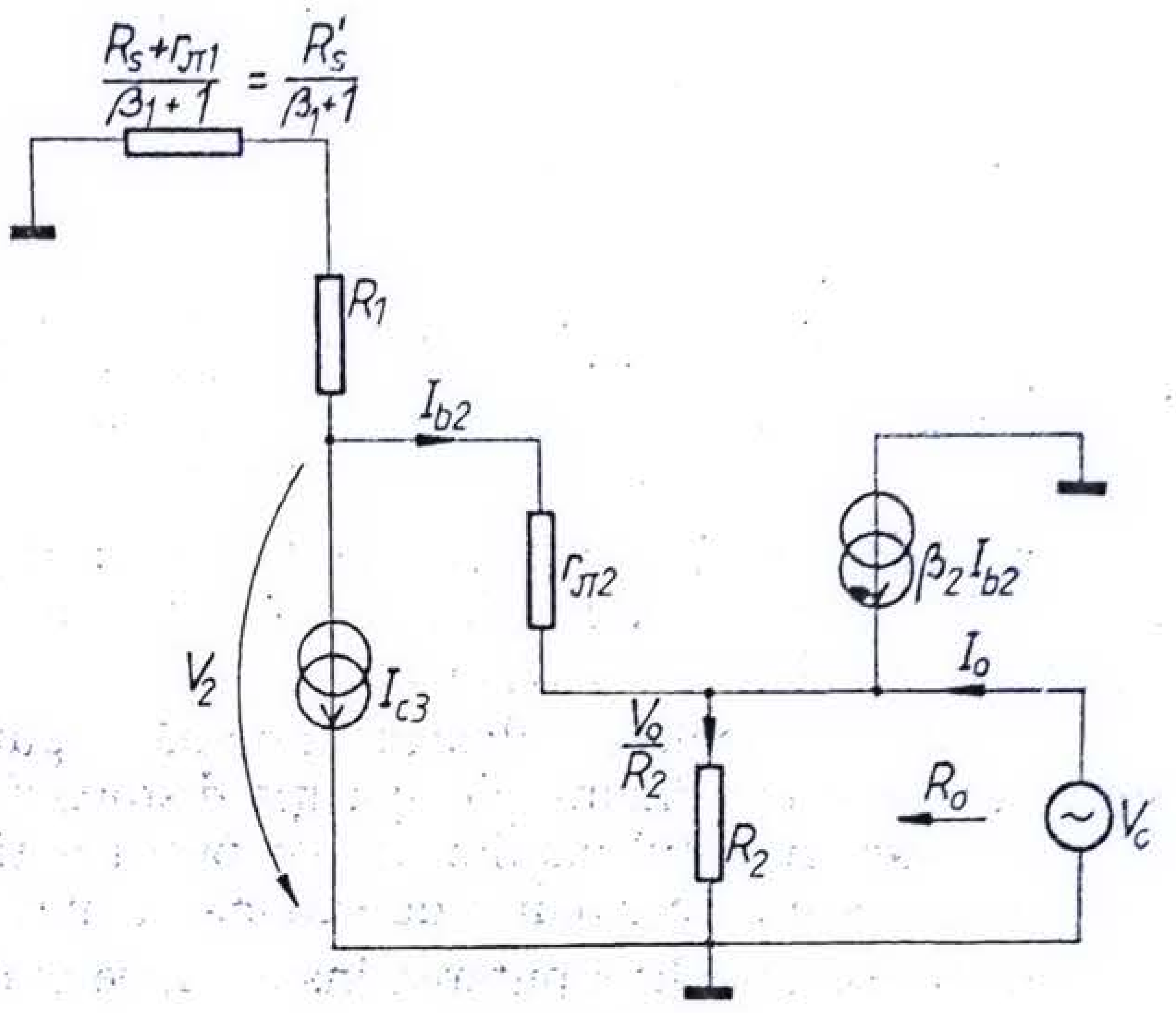


Fig. 2.9.

Trecînd la variații mici prin diferențiere și neglijînd variațiile tensiunilor bază-emitor $\Delta v_{BE1}$ și $\Delta v_{BE2}$, se obține

$$\Delta v_I \cong R_1\,\Delta i_{C1} + \Delta v_o. \tag{2.6}$$

Dar $\Delta i_{C1} = \Delta i_{C3}$ și deoarece curentul prin rezistența $R_3$, $I_3 = (V_B - v_{BE3})/R_3 \cong V_B/R_3 =$ const. rezultă că $\Delta i_{C3} = -\Delta i_2 = -\Delta v_o/R_2$. Înlocuind în relația (7.6) rezultă

$$A_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_I} = \frac{1}{1 - R_1/R_2}, \tag{2.7}$$

ceea ce corespunde unei amplificări în tensiune supraunitare.

Problema se poate rezolva și prin teoria reacției, dar metoda este mai laborioasă.

2.4. Pentru schema din figura 2.8 să se calculeze rezistența de ieșire de semnal mic. Ce condiție trebuie să îndeplinească rezistența $R_s$ pentru ca amplificatorul să fie stabil?

*Soluție*. Circuitul echivalent de semnal mic, corespunzător schemei din figura 2.8, este prezentat în figura 2.9. Pentru determinarea expresiei rezistenței de ieșire, la ieșirea schemei pasivizate se aplică un generator de semnal exterior, $V_o$, și se calculează curentul $I_o$ debitat de acesta:

$$I_o = \frac{V_o}{R_2} - (\beta_2 + 1)\frac{V_2 - V_o}{r_{\pi2}}; \tag{2.8}$$

dar

$$V_2 = -\left(I_{c3} + \frac{V_2 - V_o}{r_{\pi2}}\right)\left(R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1 + 1}\right), \tag{2.9}$$

unde

$$R'_s = R_s + r_{\pi1}. \tag{2.10}$$

Însă, așa cum s-a arătat în problema precedentă

$$I_{c3} = -V_o/R_2 \tag{2.11}$$

și deci, înlocuind relațiile (2.10) și (2.11) în relația (2.9), rezultă

$$V_2 = \left(R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1}\right)\left(\frac{V_o}{R_2} - \frac{V_2}{r_{\pi2}} + \frac{V_o}{r_{\pi2}}\right),$$

respectiv

$$V_2 = r_{\pi 2}\frac{\left(R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1}\right)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{r_{\pi 2}}\right)}{r_{\pi 2} + R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1}} V_o. \quad (2.12)$$

Înlocuind relația (2.12) în relația (2.8) se obține

$$\frac{I_o}{V_o} = (R_o)^{-1} = \frac{1}{R_2} + \frac{\beta_2}{r_{\pi 2}} - \beta_2\frac{\left(R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1}\right)\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{\pi 2}}\right)}{r_{\pi 2} + R_1 + \frac{R'_s}{\beta_1}} \cong$$

$$\cong \frac{\beta_2}{R_1}\left(1 - \frac{R_1}{R_2} - \frac{R'_s}{\beta_1 R_2}\right). \quad (2.13)$$

Se observă că $1/R_o$ poate fi pozitiv sau negativ. Această observație permite scrierea unei condiții de stabilitate a circuitului. Într-adevăr, pentru ca rezistența de ieșire să fie pozitivă (amplificator stabil), trebuie îndeplinită condiția $R_1/R_2 + R'_s/(\beta_1 R_2) < 1$, respectiv,

$$R'_s < \beta_1 R_2(1 - R_1/R_2); \quad (2.14)$$

atunci

$$G_o = \frac{\beta_2}{R_1}\left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right),$$

sau, ținînd seama de relația (2.7),

$$R_o = \frac{R_1}{\beta_2(1 - R_1/R_2)} \cong \frac{R_1}{\beta_2}\cdot A_v. \quad (2.15)$$

2.5. Să se calculeze amplificarea în tensiune, rezistența de ieșire și valoarea critică a rezistenței $R_s$ pentru schema din figura 2.8, dacă $R_2 = 5{,}9$ kΩ, $R_3 = 1{,}5$ kΩ, $R_1 = 4$ kΩ, $\beta_2 = 100$.

*Soluție.* Din relația (2.7) se obține $A_v = \frac{1}{1 - 4/5{,}9} = 3$, iar din expresia (2.15) rezultă $R_o = 4\cdot 3/100 = 120$ Ω, încît condiția de stabilitate, conform relației (2.14), este $R'_s < 100\cdot 5{,}9(1 - 4/5{,}9) = 100\cdot 1{,}9/5{,}9 = 33$ kΩ.

2.6. Etajul de ieșire din figura 2.10 are $I = 1$ mA, $R_l = 3$ kΩ, $V_{CE\,sat} = 0{,}2$ V, $V_{CC} = 5$ V și $I_S = 10^{-15}$ A. Tensiunea de polarizare, $V_I$, asigură obținerea unei tensiuni de ieșire în curent continuu de 0 V.

a. Să se traseze dreapta de sarcină dinamică în planul $i_C = f(v_{CE})$ pentru tranzistorul $T_1$.

b. Să se schițeze caracteristica de transfer $v_o = f(v_I)$. Să se repete pentru $I = 2$ mA.

c. Dacă semnalul de comandă $v_i$ este sinusoidal, care este valoarea maximă a puterii medii furnizate în sarcină înainte de apariția limitărilor? Să se calculeze randamentul maxim al etajului și valoarea maximă a puterii medii, disipate de $T_1$.

d. Cît este puterea instantanee maximă disipată de $T_1$ dacă se aplică un semnal mare de intrare?

*Soluție.* Pentru circuitul din figura 2.10 se poate scrie

$$i_o = I - i_{C_1}, \quad (2.16)$$

unde $i_o = v_o/R_l$ iar $i_C = I_S \exp(v_I/V_T)$. Înlocuind în expresia (2.16) rezultă

$$v_o = -R_l[I_S \exp(v_I/V_T) - I], \quad (2.17)$$

relație care pune în evidență dependența neliniară a tensiunii de ieșire de tensiunea de intrare.

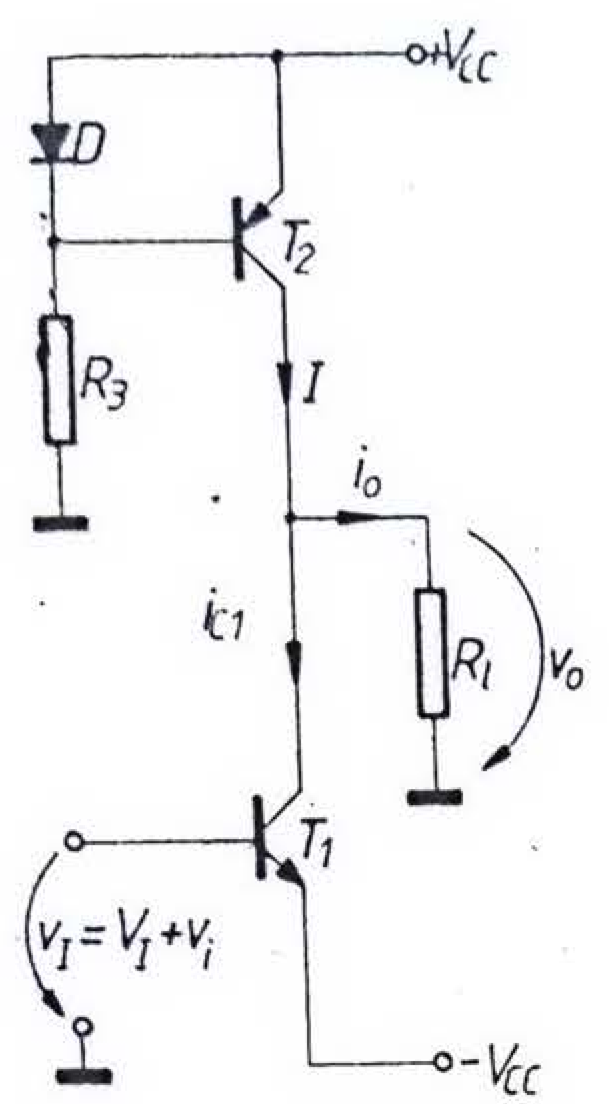



Fig. 2.10.

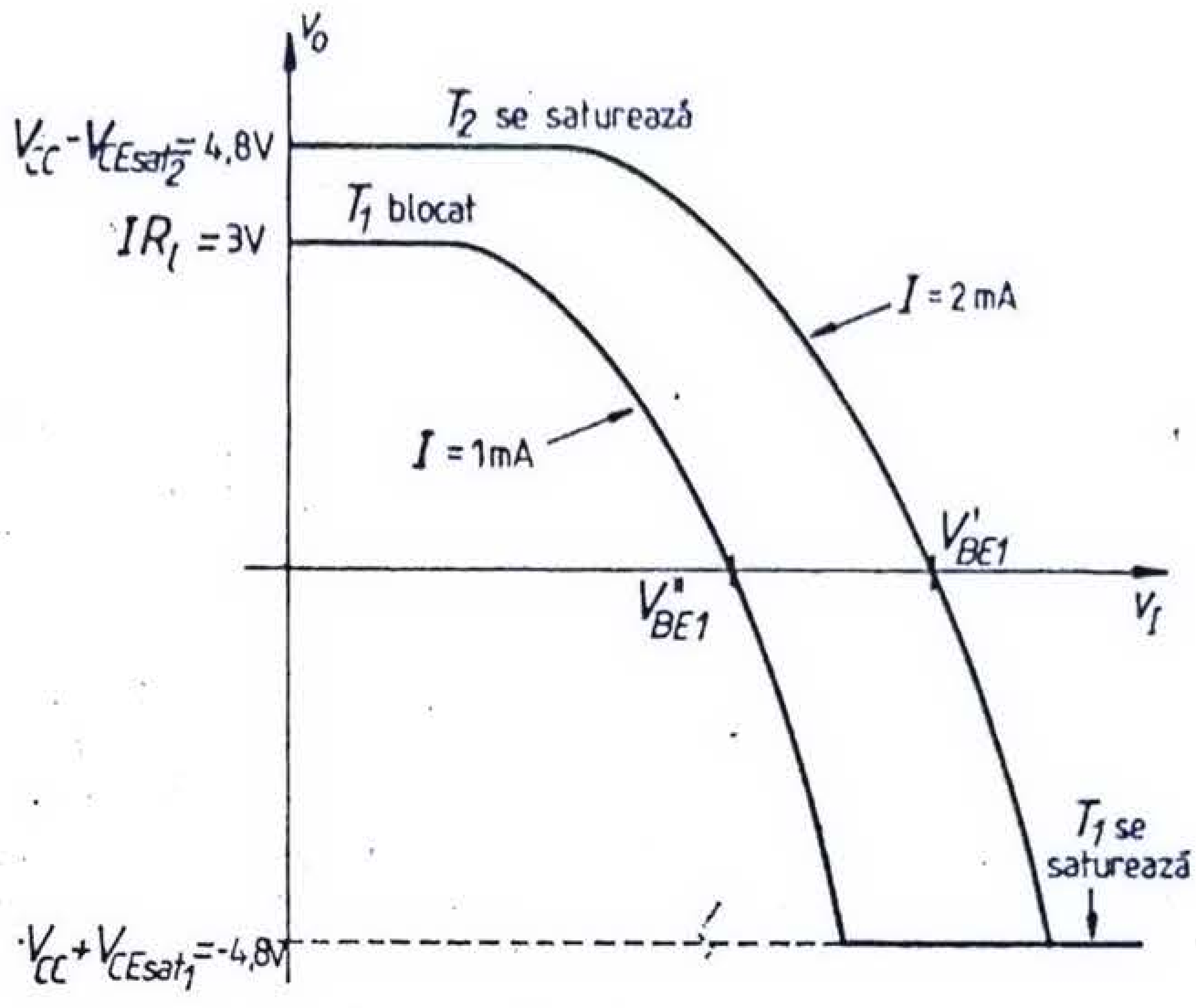



Fig. 2.11.

Caracteristica de transfer, corespunzătoare ecuației (2.17), poate fi reprezentată grafic, așa cum se arată în figura 2.11; după cum reiese și din figura 2.12 a, limitele acestei caracteristici de transfer sînt determinate de blocarea și saturarea tranzistorului $T_1$.

Dacă $I = 2$ mA, caracteristica de transfer continuă să aibă tot o alură exponențială; apar însă unele modificări. Astfel, pe lîngă modificarea valorii tensiunii de polarizare $V_{BE1}$, se modifică și limita maximă a tensiunii de ieșire, care, de data aceasta, este determinată de saturarea tranzistorului $T_2$, după cum reiese din figura 2.12 b.

După cum se vede din figura 2.12 a, amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire care se poate obține înainte de apariția limitărilor pentru $I = 1$ mA este $V_{osM} = 8 - 5 = 3$ V, deci pentru un semnal sinusoidal de intrare puterea de ieșire maximă va fi $P_{uM} = \frac{1}{2}\frac{V_o^2}{R_l} = \frac{9}{2\cdot 3} = 1,5$ mW.

Deoarece puterea absorbită de la sursele de alimentare este $P_A = 2\ V_{CC}\cdot I = 10\cdot 1 = 10$ mW, randamentul maxim al etajului are valoarea $\eta_{max} = \frac{P_{uM}}{P_A} = 15\%$.

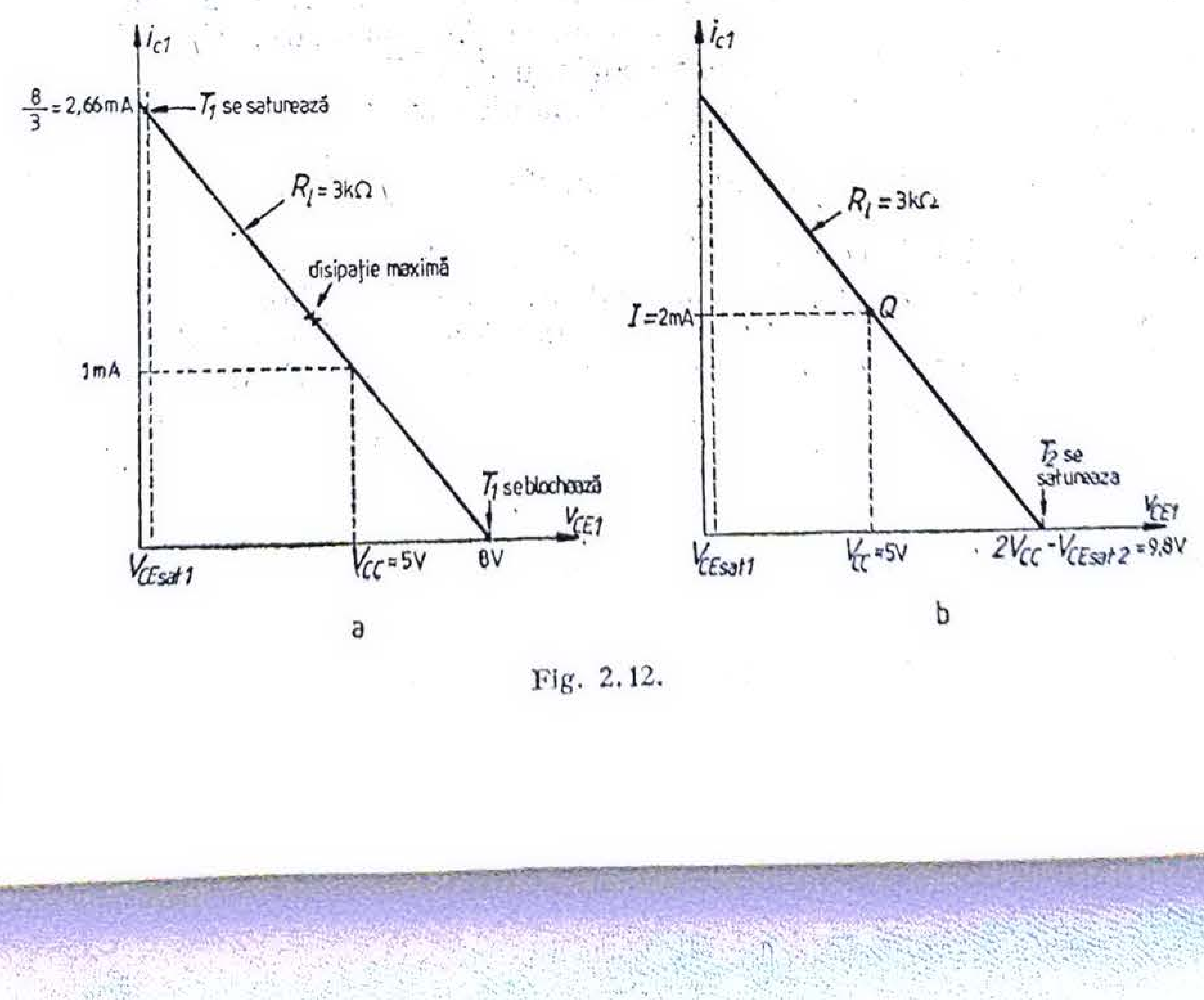



Fig. 2.12.

Puterea medie, de valoare maximă, disipată de tranzistorul $T_1$ corespunde situației de repaus, fiind deci $P_{DM} = V_{CC}I = 5\ \text{V} \cdot 1\ \text{mA} = 5\ \text{mW}$.

În condițiile aplicării unui semnal de intrare mare, puterea disipată instantanee corespunde plasării punctului de funcționare la jumătatea dreptei de funcționare dinamică. Din figura 2.12 a, rezultă că în acest punct $v_{CE} = \frac{8}{2} = 4$ V, iar $i_C = \frac{2,66}{2} = 1,33$ mA, deci $p_{d\,max} = v_{CE}i_C = 4 \cdot 1,33 = 5,32$ mW.

2.7. Amplificatorul de ieșire din figura 2.13 este realizat cu tranzistoare și diode cu siliciu.

a. Să se calculeze curentul prin sursa de alimentare.

b. Să se calculeze puterea utilă maximă debitată în sarcină și valoarea maximă a puterii medii disipate de ambele tranzistoare.

*Soluție.* $I = (2V_D - V_{BE})/35 = \frac{0,7}{35}$ A $= 20$ mA.

Puterea utilă medie, de valoare maximă, debitată în sarcină este $P_{uM} = \frac{1}{2} I_o^2 R_l = \frac{1}{2} I^2 R_l = \frac{400 \cdot 0,2}{2} = 40$ mW, iar $P_{DM} = P_{D\,repaus} = IV_{CC} = 20\ \text{mA} \cdot 12\ \text{V} = 240$ mW.

Curentul total prin sursa de alimentare este $I_{total} = I_D + I$, unde $I_D = (12 - 1,4)/15 = 1$ mA, deci $I_{total} = 1 + 20 = 21$ mA.

2.8. Amplificatorul de ieșire clasă A din figura 2.14 trebuie să debiteze o putere utilă impusă, $P_u$, într-o rezistență de sarcină de asemenea impusă, $R_l$.

a. Să se exprime rezistența $R_C$ în funcție de $R_l$, astfel încît randamentul etajului să fie maxim, admițînd excursii egale de o parte și de alta a punctului static de funcționare.

b. Pentru $R_C$, determinat anterior, să se exprime curentul și tensiunea $V_{CE}$ a tranzistorului în punctul static de funcționare, precum și tensiunea de alimentare necesară, $V_{CC}$, în funcție de $R_l$ și $P_u$. Se va neglija tensiunea colector-emitor de saturație.

*Soluție.* Pentru obținerea puterii de ieșire maxime, nedistorsionate, dreapta de sarcină statică, de înclinare $1/R_C$, trebuie să intersecteze dreapta de sarcină dinamică, de înclinare $1/(R_C \parallel R_l)$ la

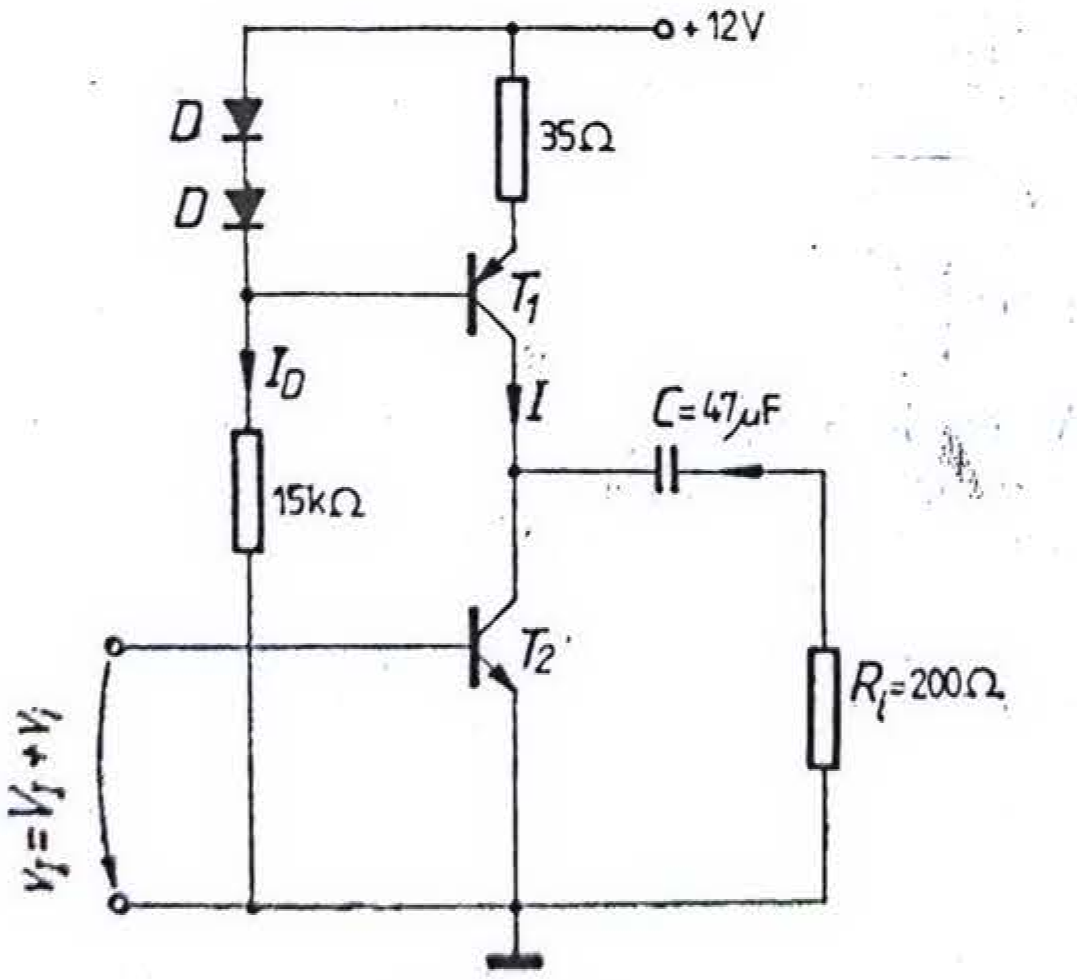


Fig. 2.13.

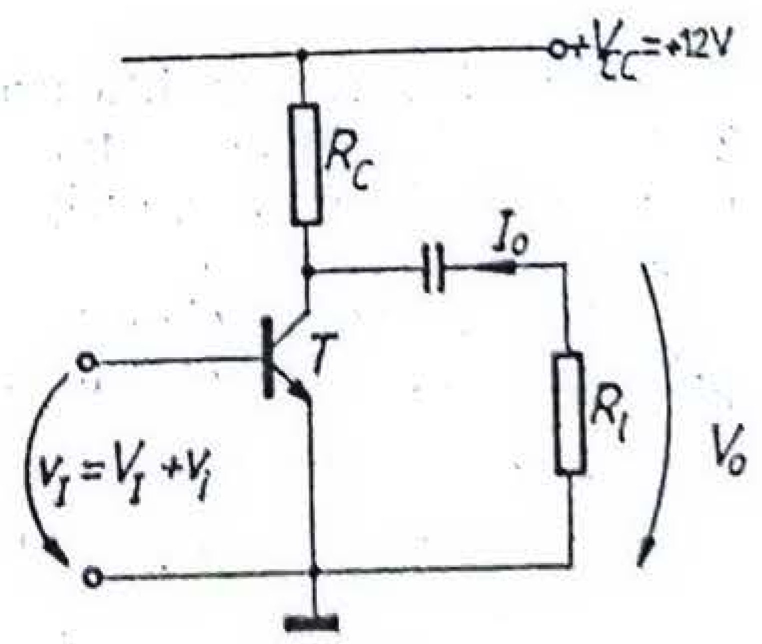


Fig. 2.14.

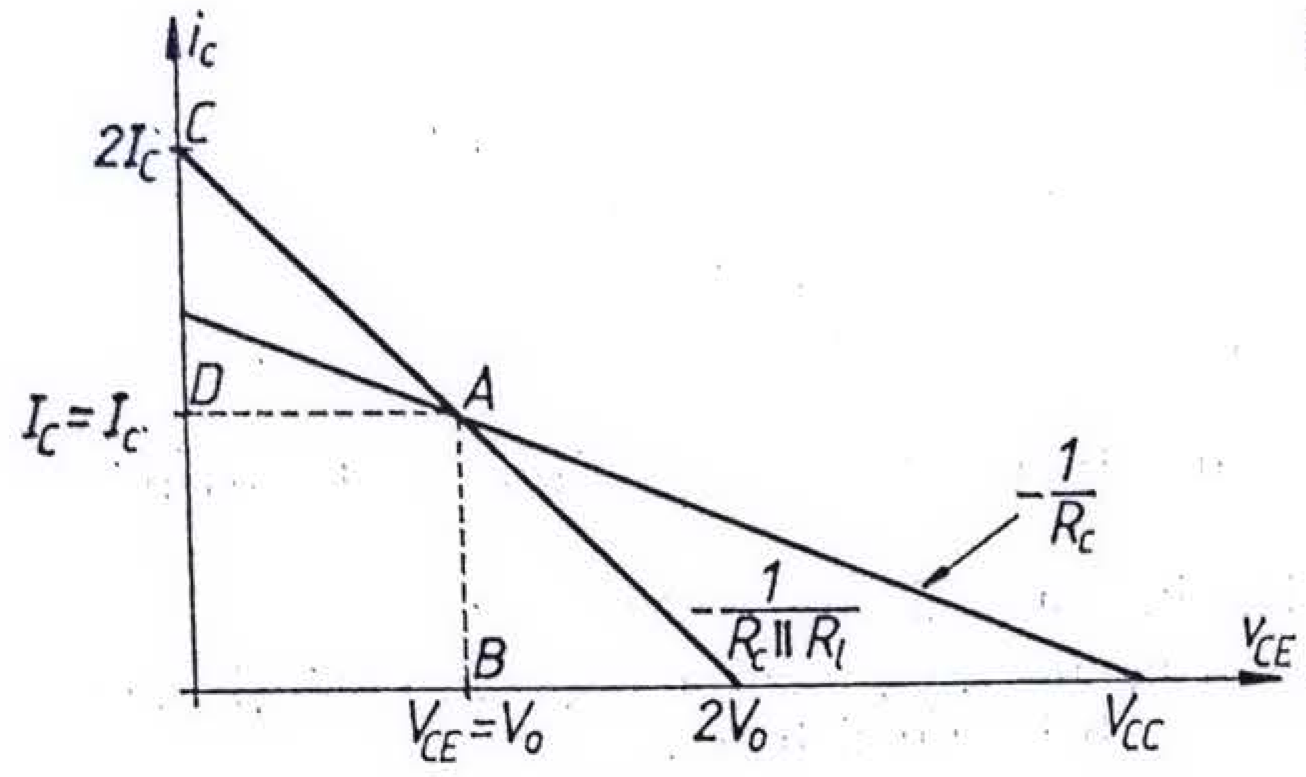



Fig. 2.15.

jumătatea celei din urmă așa cum se arată în figura 2.15. Deci $AB = CD$ și

$$\frac{V_{CC}-V_0}{R_C} = \frac{V_0}{R_C \| R_l}, \quad \text{sau}$$

$$V_0\left[\frac{R_C+R_l}{R_l}+1\right] = V_{CC} \quad \text{și deci}$$

$$V_0 = V_{CE} = \frac{V_{CC}R_l}{R_C+2R_l}, \tag{2.18}$$

$$I_c = I_C = \frac{V_0}{R_l \| R_C} = \frac{V_{CC}(R_C+R_l)}{R_C(R_C+2R_l)}. \tag{2.19}$$

Se pot calcula în continuare puterea utilă maximă și puterea absorbită de la sursa de alimentare

$$P_u = \frac{V_0^2}{2R_l} = \frac{V_{CC}^2R_l}{2(R_C+2R_l)^2}, \tag{2.20}$$

$$P_A = V_{CC}I_C = \frac{V_{CC}^2(R_C+R_l)}{R_C(R_C+2R_l)}, \tag{2.21}$$

de unde rezultă randamentul

$$\eta = \frac{P_u}{P_A} = \frac{R_CR_l}{2(R_C+2R_l)(R_C+R_l)}. \tag{2.22}$$

Pentru a determina valoarea rezistenței $R_C$ care asigură obținerea randamentului maxim se calculează

$$\frac{d\eta}{dR_C} = \frac{4R_l^3 - 2R_C^2R_l}{4(R_C+2R_l)^2(R_C+R_l)}$$

și prin anulare rezultă

$$R_C = R_l\sqrt{2}. \tag{2.23}$$

Înlocuind în relația (2.20) se obține $P_u = \frac{V_{CC}^2}{2R_l(2+\sqrt{2})^2}$, deci tensiunea de alimentare are valoarea $V_{CC} = (2+\sqrt{2})\sqrt{2}\cdot\sqrt{P_uR_l} = 4{,}83\cdot\sqrt{P_uR_l}$.

Pentru această valoare a tensiunii de alimentare rezultă că în punctul static de funcționare

$$V_{CE} = \sqrt{2P_uR_l}, \tag{2.24}$$

$$I_C = 1{,}707\sqrt{\frac{P_u}{R_l}}. \tag{2.25}$$

**2.9.** Pentru amplificatorul clasă A, cu ieșire prin transformator, din figura 2.16, să se determine, în funcție de elementele schemei, puterile medii absorbită de la sursa de alimentare, disipată de tranzistor și utilă debitată în sarcină. Care este randamentul etajului?

Se va neglija căderea de tensiune continuă pe rezistența $R_E$, precum și pe primarul transformatorului. Se consideră un semnal sinusoidal de intrare.

*Soluție.* Sarcina dinamică a tranzistorului este rezistența reflectată în primarul transformatorului, avînd valoarea: $R_l' = R_l\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$,

$N_1$ și $N_2$ fiind numărul de spire din primarul și respectiv, din secundarul transformatorului de ieșire.

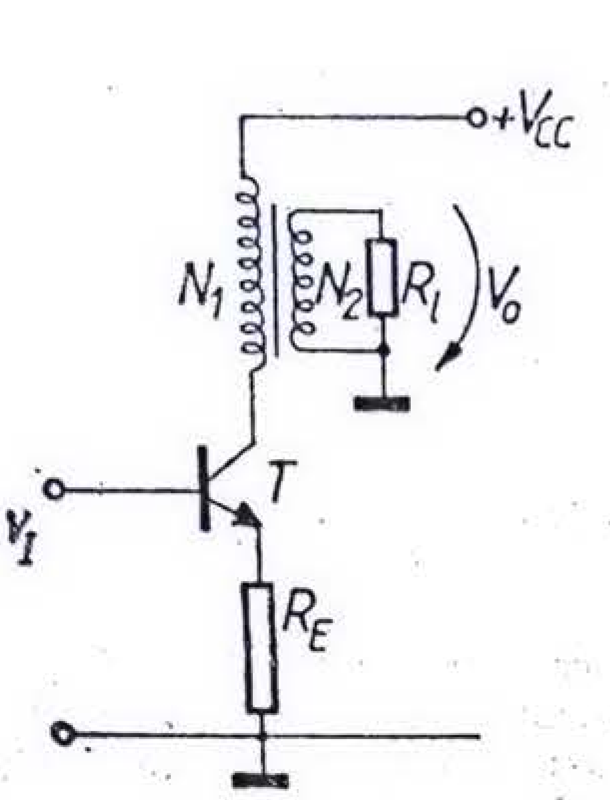



Fig. 2.16.

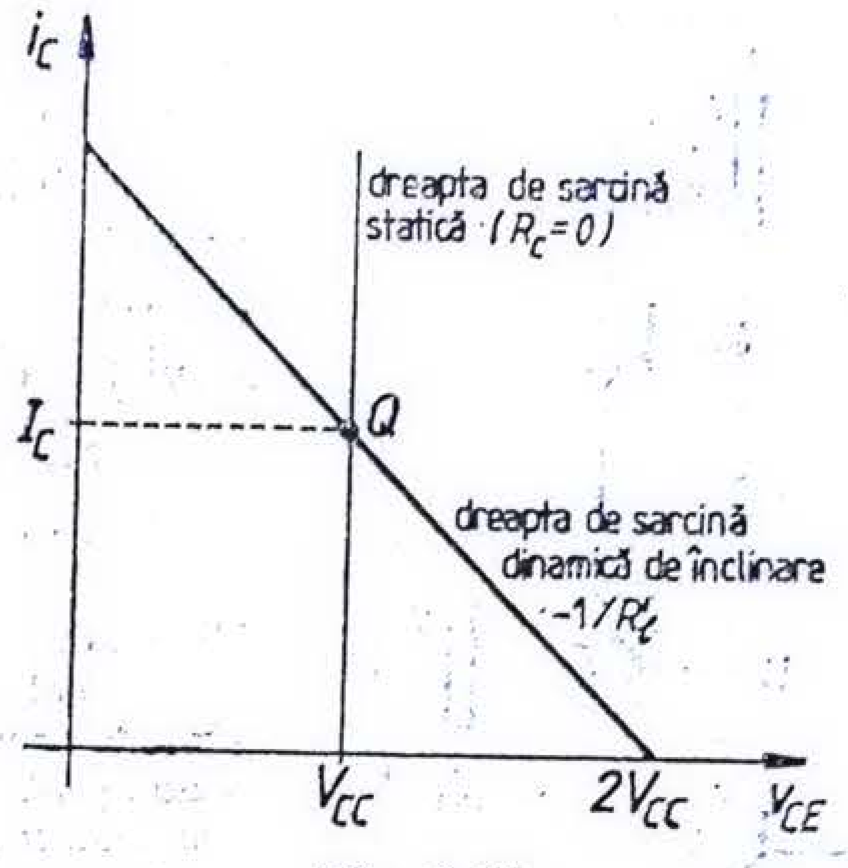



Fig. 2.17.

Tensiunea de ieșire pe colectorul lui $T$ poate fi exprimată în funcție de factorul de utilizare a tensiunii de alimentare ca fiind $V'_o = KV_{CC}$, unde $V_{CC}$ este amplitudinea maximă a acestei tensiuni pentru $V_{CE\,sat} = 0$, după cum reiese și din figura 2.17.

Similar, amplitudinea curentului de colector este

$$I'_o = K\frac{V_{CC}}{R'_l} = KI_C, \tag{2.26}$$

unde $I_C$ este curentul de colector al tranzistorului în repaus.

Puterea medie de ieșire dezvoltată în primarul transformatorului în condițiile aplicării unui semnal sinusoidal de intrare va fi

$$P'_u = \frac{V'_o I'_o}{2} = K^2\frac{V_{CC} I_C}{2}. \tag{2.27}$$

Puterea medie absorbită de la sursa de alimentare este

$$P_A = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CC} i_c\, dt = \frac{V_{CC}}{T}\int_0^T (I_C + i)\, dt = V_{CC} I_C, \tag{2.28}$$

ceea ce permite rescrierea relației (2.27) sub forma

$$P'_u = K^2\frac{P_A}{2}. \tag{2.29}$$

Rezultă că puterea disipată de tranzistor este

$$P_D = P_A - P'_u = P_A\left(1 - \frac{K^2}{2}\right), \tag{2.30}$$

avînd valoarea maximă în repaus.

Din relația (2.29) se poate determina randamentul etajului:

$$\eta = \frac{P'_u}{P_A} = 50\%\, K^2. \tag{2.31}$$

Trebuie precizat că relațiile (2.29) și (2.31) se referă la puterea utilă în primarul transformatorului de ieșire; deci puterea în sarcină este ceva mai mică, depinzînd de randamentul transformatorului.

**2.10.** Pentru etajul de ieșire din figura 2.18 $V_{CC} = 15$ V, $V_{CE\,sat} = 0{,}2$ V, $V_{BE} = 0{,}7$ V, $\beta = 50$. În lipsa semnalului de intrare tensiunea de ieșire în curent continuu este de 0 V.

a. Să se calculeze limitele maxime, pozitive și negative, ale tensiunii de ieșire $V_o$ pentru $R_l = 10$ kΩ și $R_l = 2$ kΩ.

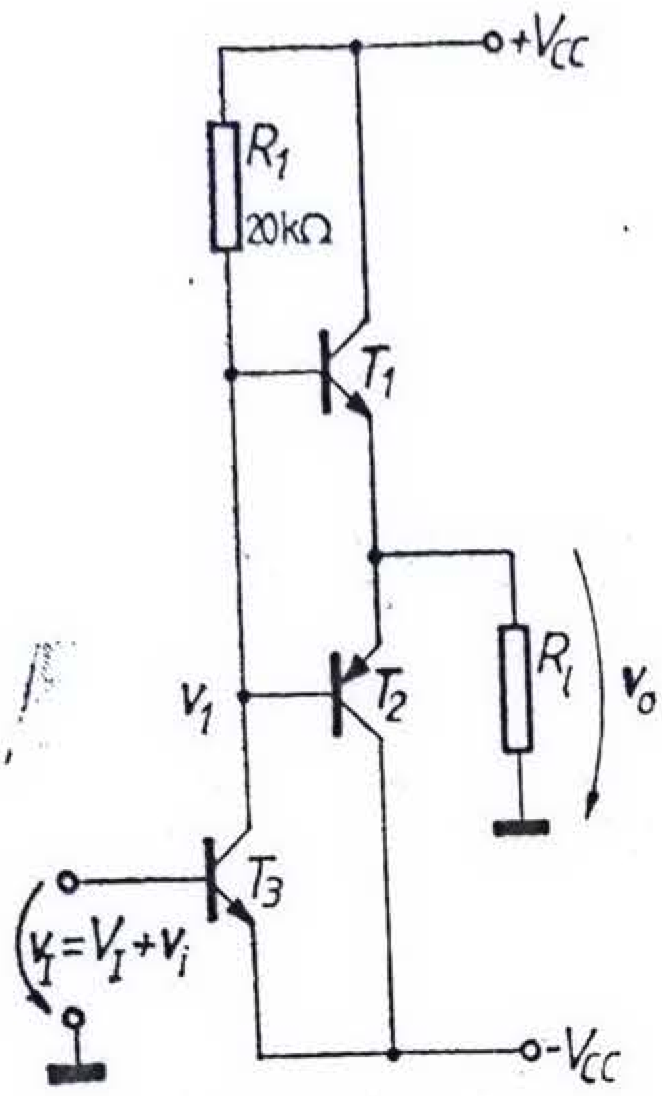



Fig. 2.18.

b. Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii furnizate în $R_l$ în condițiile unui semnal de intrare sinusoidal, înainte de apariția limitărilor, pentru $R_l = 10\ k\Omega$ și $R_l = 2\ k\Omega$. Cît este randamentul corespunzător pentru tranzistoarele finale și puterea medie disipată de fiecare dintre tranzistoarele finale? Se vor neglija distorsiunile de trecere.

*Soluție.*

În repaus $V_{BE1} = V_{BE2} = 0$ V, $I_{C3} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{15}{20} = 0{,}75$ mA, iar $V_{CE3} = 15$ V.

Valorile maxime, pozitive și negative, ale tensiunii de ieșire sînt determinate de etajul driver realizat cu $T_3$. Dacă $v_I$ crește, $v_1$ scade pînă ce $T_3$ *se saturează*; în această situație se obține valoarea maximă negativă a lui $v_o$, deci $V_{OM}^- = v_1 + v_{BE2} = -V_{CC} + V_{CE\,sat3} + v_{BE2} \cong -15 + 0{,}2 + 0{,}7 = -14{,}1$ V, valoare independentă de $R_l$.

Dacă $v_I$ scade, $v_1$ crește, iar $T_1$ se deschide. Valoarea maximă pozitivă a lui $v_o$ se obține pentru situația cînd $T_3$ *se blochează* și atunci baza lui $T_1$ se alimentează de la sursa pozitivă prin $R_1$, deci $V_{CC} = i_{B1}R_1 + v_{BE1} + V_{OM}^+$. Dar $V_{OM}^+ = i_{C1}R_l = \beta_1 i_{B1} R_l$, de unde $i_{B1} = \frac{V_{OM}^+}{\beta_1 R_l}$. Înlocuind, rezultă $V_{CC} = V_{OM}^+ \left(\frac{R_1}{\beta_1 R_l} + 1\right) + v_{BE1}$, deci $V_{OM}^+ = \frac{V_{CC} - v_{BE1}}{1 + \frac{R_1}{\beta_1 R_l}}$, valoare dependentă de rezistența de sarcină $R_l$.

Pentru $R_l = 10\ k\Omega$, $V_{OM}^+ = \frac{15 - 0{,}7}{1 + \frac{20}{50 \cdot 10}} = 13{,}73$ V, iar pentru $R_l = 2\ k\Omega$, $V_{OM}^+ = \frac{15 - 0{,}7}{1 + \frac{20}{50 \cdot 2}} = 11{,}9$ V.

În situația $R_l = 10\ k\Omega$ tensiunea maximă de ieșire, nedistorsionată, este deci $V_{OM} = V_{OM}^+ = 13{,}73$ V și, deci $P_{uM} = \frac{V_{OM}^2}{2R_l} = 9{,}4$ mW, $P_A = 2V_{CC}I_{\text{sursă mediu}} = 2V_{CC}\frac{1}{\pi} \cdot \frac{V_{OM}}{R_l} = \frac{30 \cdot 13{,}73}{\pi \cdot 10} = 13{,}1$ mW, $\eta = \frac{P_{uM}}{P_A} = 71\%$, iar $P_{D/1\,\text{tranzistor}} = \frac{P_A - P_u}{2} = \frac{3{,}7}{2} = 1{,}65$ mW.

Dacă $R_l = 2\ k\Omega$, atunci $V_{OM} = V_{OM}^+ \cong 12$ V, $P_u = \frac{V_{OM}^2}{2R_l} = 36$ mW, $P_A = 2V_{CC}\frac{1}{\pi}\frac{V_{OM}}{R_l} = \frac{30 \cdot 12}{\pi \cdot 2} = 57{,}3$ mW, $\eta = \frac{P_u}{P_A} \doteq 63\%$, iar $P_{D/1\,\text{tranzistor}} = \frac{P_A - P_u}{2} = \frac{21{,}3}{2} = 10{,}65$ mW.

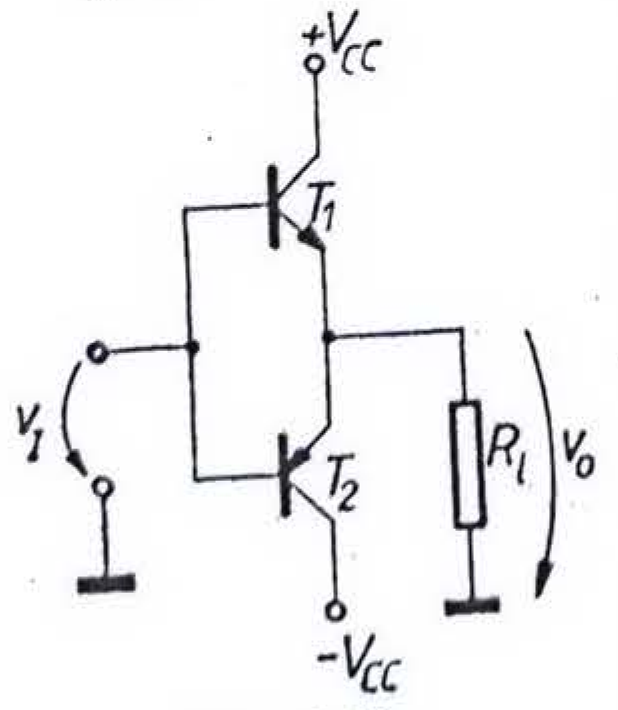



Fig. 2.19.

**2.11.** Circuitul din figura 2.19 reprezintă un etaj de putere cu amplificare în tensiune unitară. El are o caracteristică *neliniară* de transfer, deoarece este necesar să se aplice o tensiune de cel puțin 0,6 V pe joncțiunea bază-emitor pentru ca tranzistoarele, considerate cu siliciu, să înceapă să conducă.

a. Să se aproximeze caracteristica de transfer a etajului de putere.

b. Să se deseneze schema unui circuit care să folosească etajul final din figura 2.19 împreună cu un amplificator operațional și alte componente pasive, astfel încît să aibă o amplificare în buclă închisă de +5.

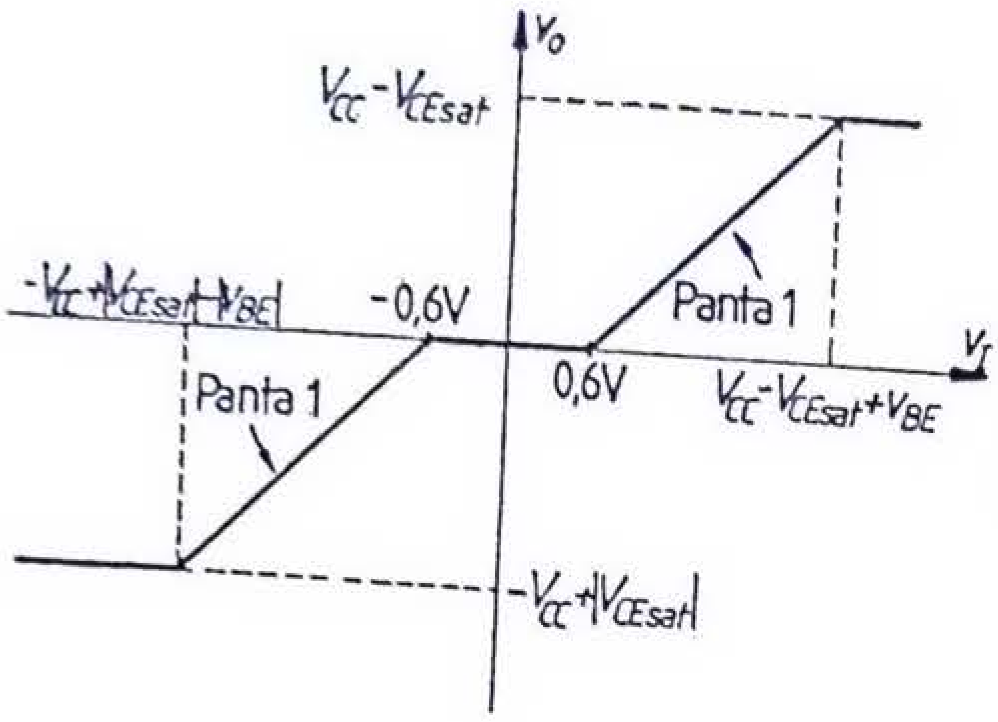



Fig. 2.20.

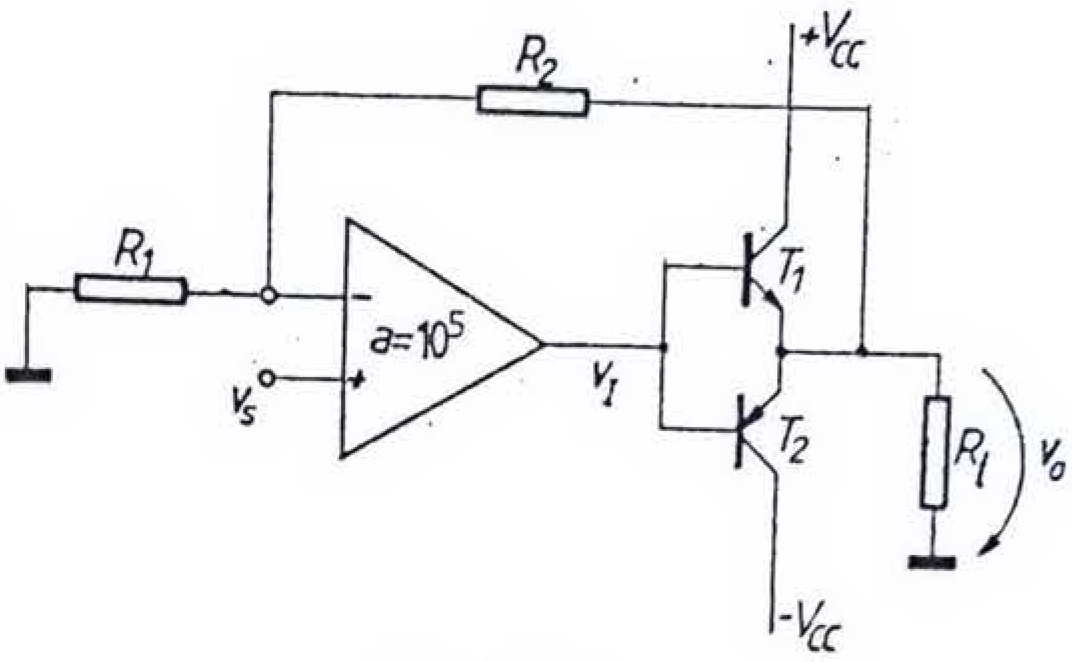



Fig. 2.21.

c. Să se aproximeze caracteristica de transfer pentru circuitul propus, admițînd că amplificatorul operațional are o amplificare, în buclă deschisă, de $10^5$.

*Soluție*. În figura 2.20 se arată caracteristica de transfer $v_o = f(v_I)$ pentru etajul final din figura 2.19, punîndu-se în evidență zona de trecere, cu lățimea de 1,2 V.

Pentru realizarea unei scheme cu o amplificare în buclă închisă de $+5$, utilizînd un amplificator operaționa și etajul final din figura 2.19, se propune circuitul din figura 2.21; acest circuit corespunde unei configurații cu reacție de tip serie-șunt pentru care $A_v = \frac{a_v}{1 + a_v f_v}$; deoare e $a_v = 10^5$, rezultă

$A_v \cong \frac{1}{f_v} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, deci $\frac{R_2}{R_1} = 4$. Se poate alege de exemplu $R_1 = 10$ kΩ, rezultînd $R_2 = 40$ kΩ.

Pentru a trasa caracteristica de transfer a schemei din figura 2.21 este convenabil a prezenta circuitul sub forma din figura 2.22.

Deoarece sistemul conține un element neliniar, caracteristica sa de transfer e de așteptat să fie tot neliniară. De aceea trebuie determinate coordonatele punctelor de frîngere ale acestei caracteristici.

Dacă $|v_I| \leqslant 0{,}6$ V, atunci $v_o = 0$, deci $v_R = 0$. Înseamnă că $v_s = v_E + v_R = v_E$. Însă $v_E = v_I/10^5$, deci $|v_s| \leqslant 0{,}6\ \mathrm{V}/10^5 = 6\ \mu\mathrm{V}$. Rezultă că pentru tensiuni de comandă cuprinse între $-6\ \mu$V și $6\ \mu$V tensiunea de ieșire este 0, după cum se arată și în figura 2.23; aceasta înseamnă că lărgimea zonei moarte, a caracteristicii de transfer a sistemului în buclă închisă, este de 12 μV, deci cu totul nesemnificativă.

Pentru tensiuni de comandă mai mari de 0,6 V, etajul final are o amplificare unitară, deci $a_v = a \cdot 1 = 10^5$ și deci $A_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_s} = \frac{10^5}{1 + 10^5 \frac{1}{5}} = +5$; prin urmare panta caracteristicii de transfer este $+5$, ea păstrîndu-și această valoare pînă ce unul din tranzistoare se saturează, ceea ce corespunde unei tensiuni de ieșire $V_{CC} - V_{CEsat}$, așa cum se arată și în figura 2.23.

**2.12.** Etajul de ieșire, avînd schema din figura 2.24, trebuie să furnizeze 5 W într-o rezistență de sarcină de 25 Ω. Se cere: a. valoarea minimă a tensiunii de alimentare $V_{CC}$, admițînd un semnal de comandă sinusoidal; b. curentul de colector maxim corespunzător puterii specificate; c. puterea instantanee maximă disipată de un tranzistor; d. cît este tensiunea necesară de excitație?

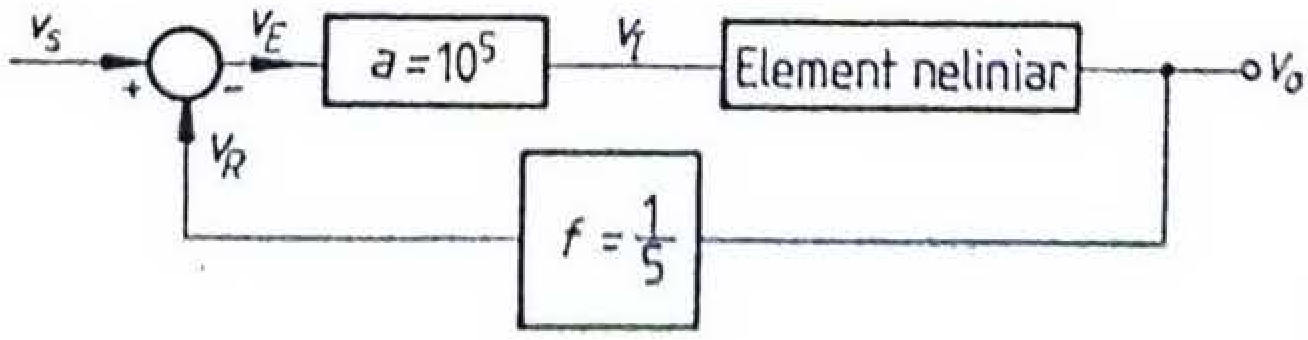



Fig. 2.22.

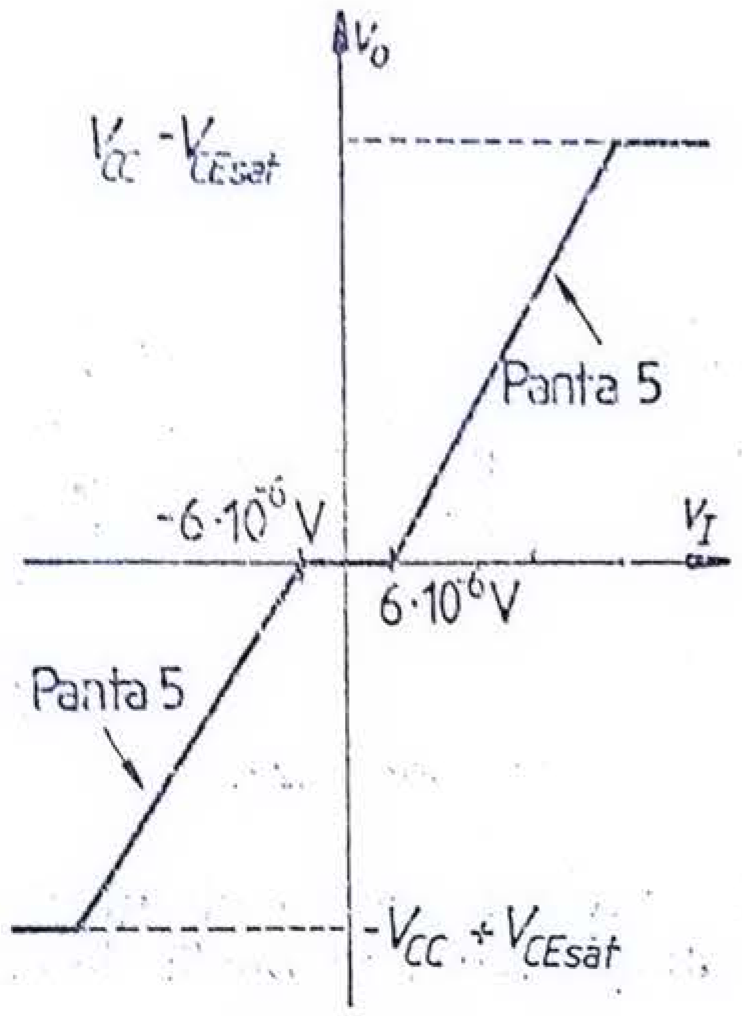



Fig. 2.23.

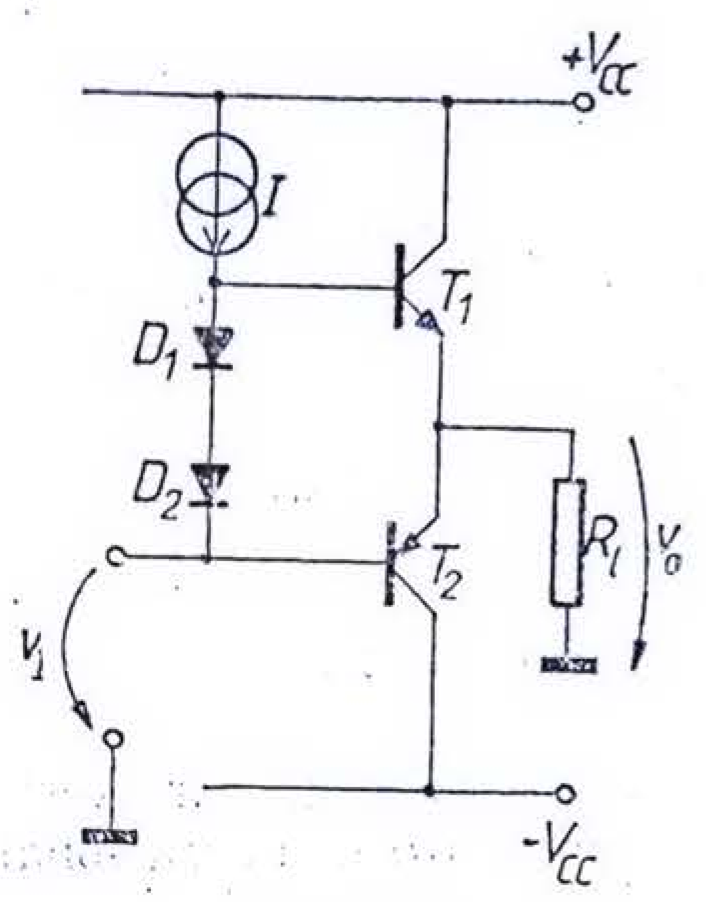



Fig. 2.24.

*Soluție.* Neglijînd $V_{CE\,sat}$ se poate scrie $V_{OM} = V_{CC}$, $P_{uM} = \frac{V_{OM}^2}{2R_l} = \frac{V_{CC}^2}{2R_l}$ și $V_{CC} = \sqrt{2P_{uM}R_l} = 15{,}7$ V. Se consideră $V_{CC} = 16$ V.

Deoarece $P_{uM} = \frac{1}{2} V_{OM} I_{OM} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{OM}$, rezultă $I_{OM} = \frac{2P_{uM}}{V_{CC}} = \frac{2\cdot5}{16} = 0{,}625$ A. Admițînd în punctul static de funcționare $I_C = \frac{I_{OM}}{100} = 6{,}25$ mA, se obține $I_{CM} = I_{OM} + I_C = 0{,}631$ A.

Puterea maximă disipată de un tranzistor este $p_{dM} = \frac{I_o}{2}\cdot\frac{V_{CC}}{2} = \frac{0{,}625\cdot16}{4} = 2{,}5$ W, iar tensiunea de excitație maximă, necesară, este $V_{iM} = V_{oM} + v_{BE} = 16 + 0{,}6 = 16{,}6$ V.

**2.13.** Pentru etajul de ieșire din figura 2.25, $V_{CC} = 15$ V, $\beta_{F\,pnp} = 50$ iar $\beta_{F\,npn} = 200$. Pentru toate dispozitivele active, $|V_{BE}| = 0{,}7$ V, iar $|V_{CE\,sat}| = 0{,}2$ V. Se admite că valoarea curentului de colector a lui $T_3$ este de 0,2 mA.

a. Să se calculeze limitele maxime, pozitivă și negativă, ale tensiunii de ieșire pentru $R_l = 10$ kΩ, $R_l = 1$ kΩ și $R_l = 200$ Ω.

b. Să se determine valoarea maximă a puterii medii furnizate în $R_l = 1$ kΩ, înainte de apariția limitărilor.

c. În situația de la punctul b, cît este randamentul tranzistoarelor finale? Care este valoarea maximă a puterii instantanee disipate de fiecare dintre tranzistoarele finale?

Se vor presupune semnale sinusoidale și se vor neglija distorsiunile de trecere.

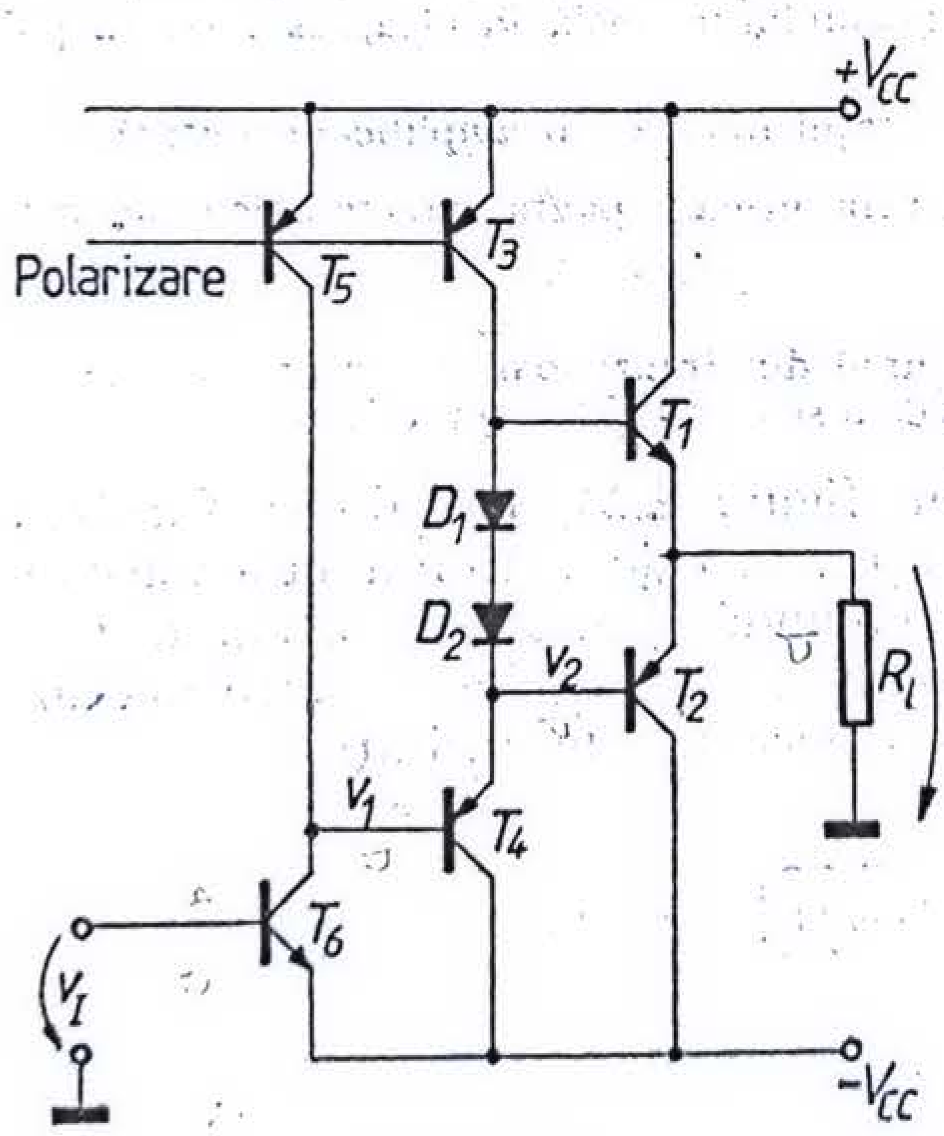



Fig. 2.25.

*Soluție.* În repaus $|V_{BE_1}| = |V_{BE_2}| = 0$ V, deci $T_1$ și $T_2$ funcționează în clasă B; $I_{C_4} = 0{,}2$ mA. Dacă $v_I$ crește, $v_1$ va scădea, $v_2$ și $v_o$ vor scădea de asemenea. Tranzistoarele $T_2$ și $T_4$ fiind în conexiune de repetor, nu se pot satura și deci valoarea maximă a tensiunii negative de ieșire este

$V_{OM}^{-} = -V_{CC} + V_{CE\,sat6} + |v_{BE4}| + |v_{BE2}| \cong -15 + 0,2 + 0,7 + 0,7 = -13,4$ V, valoare independentă de rezistența de sarcină $R_l$.

Dacă $v_I$ scade, $v_1$ crește, iar $v_2$ și $v_o$ cresc de asemenea. Valoarea tensiunii pînă la care poate crește $v_o$ depinde de valoarea curentului sursei de curent $T_3$ și de rezistența dinamică de sarcină a lui $T_4$, $R_{l4} = \beta_1 R_l$.

Pentru $R_l = 10$ kΩ, $R_{l4} = \beta_1 R_l = 200 \cdot 10 = 2\,000$ kΩ, iar $I_{C3} R_{l4} = 2\,000 \cdot 0,2 = 400 \text{ V} \gg 15$ V, deci tranzistorul $T_3$ se poate satura. Prin urmare $V_{OM}^{-} = V_{CC} - |V_{CE\,sat3}| - v_{BE1} \cong 15 - 0,2 - 0,7 = 14,1$ V.

Pentru $R_l = 1$ kΩ, $R_{l4} = \beta_1 R_l = 200$ kΩ, iar $I_{C3} R_{l4} = 2000 \cdot 0,2 = 40 > 15$ V, deci iarăși tranzistorul $T_3$ se poate satura și atunci $V_{OM}^{+} = 14,1$ V.

Pentru $R_l = 200$ Ω, $R_{l4} = \beta_1 R_l = 0,2 \cdot 200 = 40$ kΩ, iar $I_{C3} \cdot R_{l4} = 40 \cdot 0,2 = 8 \text{ V} < 15$ V. În acest caz $T_3$ nu mai poate ajunge la saturație, iar tensiunea maximă pozitivă de ieșire este limitată prin valoarea sursei de curent $I_{C3}$ la valoarea $V_{OM}^{+} = I_{C3} R_{l4} = 8$ V.

După cum s-a calculat, pentru $R_l = 1$ kΩ, $V_{OM}^{-} = 13,4$ V și $V_{OM}^{+} = 14,1$ V, deci valoarea maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionate este $V_{OM} = V_{OM}^{-} = 13,4$ V.

În continuare trebuie determinate amplitudinea tensiunii pozitive și negative de ieșire, în condițiile unui semnal de intrare sinusoidal, deci simetric, calculul fiind necesar datorită valorilor foarte diferite a lui $\beta_{F\,pnp}$ și $\beta_{F\,npn}$.

Deoarece tranzistorul $T_4$ lucrează în conexiunea cu colectorul comun, rezultă $A_{v4} = \dfrac{\beta_4 \beta_{1,2} R_l}{r_{\pi 4} + \beta_4 \beta_{1,2} R_l}$, unde $\beta_1$ corespunde semialternanței pozitive, iar $\beta_2$ semialternanței negative. Întrucît $r_{\pi 4} \ll \beta_4 \beta_{1,2} R_l$, rezultă $A_{v4} \cong 1$, independent de valorile lui $\beta_1$ și $\beta_2$.

Ca urmare amplitudinile corespunzătoare semialternanței pozitive și negative sînt egale între ele și independente de valoarea lui $\beta$ a tranzistoarelor finale.

Deci valoarea maximă a puterii medii utile debitate în sarcină este $P_{uM} = \dfrac{V_{OM}^2}{2R_l} = \dfrac{13,4^2}{2 \cdot 1} = 89,78$ mW.

De asemenea, ținînd seama de concluzia anterioară, puterea disipată de tranzistoarele finale este aceeași.

Deoarece $V_{OM} = 13,4$ V și $I_{OM} = V_{OM}/R_l = 13,4$ mA, valoarea maximă a puterii disipate instantanee este $p_{DM} = \dfrac{V_{OM}}{2} \cdot \dfrac{I_{OM}}{2} = 44,89$ mW.

**2.14.** Să se calculeze curenții prin toate dispozitivele active ale etajului de ieșire din figura 2.25, pentru $v_o = 10$ V. Se consideră $V_{CC} = 15$ V, $R_l = 2$ kΩ, $\beta = 100$, $I_{C3} = 0,22$ mA, $I_{C5} = 0,68$ mA. Pentru simplificarea calculelor se vor considera tranzistoarele identice și, pentru fiecare din ele,

$$i_C = 10^{-14} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right). \tag{2.32}$$

Diodele $D_1$ și $D_2$ sînt tranzistoare de același fel, în conexiune de diodă

*Soluție.* Dacă $v_o > 0$, conduce tranzistorul $T_1$, deci $i_{C1} = \dfrac{10}{2} = 5$ mA. Înlocuind în relația (2.32) rezultă $v_{BE1} = 700$ mV și $i_{B1} = \dfrac{i_{C1}}{\beta_1} = \dfrac{5}{100} = 0,05$ mA, deci $i_{D1} = i_{D2} = i_{C4} = 0,22 - 0,05 = 0,17$ mA.

Ținînd seama de relația (2.32) se obține $v_{BE4} = 613$ mV.

Diodele $D_1$ și $D_2$ fiind tot tranzistoare legate ca diodă și parcurse tot de curentul de 0,17 mA, rezultă $v_{D1} = v_{D2} = 613$ mV.

Tensiunea $v_{BE2}$, se poate calcula $v_{BE2} = -(v_{D1} + v_{D2} - v_{BE1}) = -525$ mV, și utilizînd din nou relația (2.32) se obține $i_{C2} = 5,9$ μA, deci foarte mic, după cum era de așteptat.

În sfîrșit, $i_{C6} = \left(0,68 \text{ mA} + \dfrac{I_{C4}}{\beta_4}\right) = 0,68 - \dfrac{0,17}{100} \cong 0,68$ mA.

**2.15.** Se consideră etajul final contratimp, clasă A—B, din figura 2.26, la care polarizarea tranzistoarelor finale se realizează cu ajutorul configurației de diodă multiplicată, alcătuită din tranzistorul $T_3$ și rezistoarele $R_a$ și $R_b$. Să se calculeze tensiunea de polarizare a tranzistoarelor finale în funcție de elementele schemei.

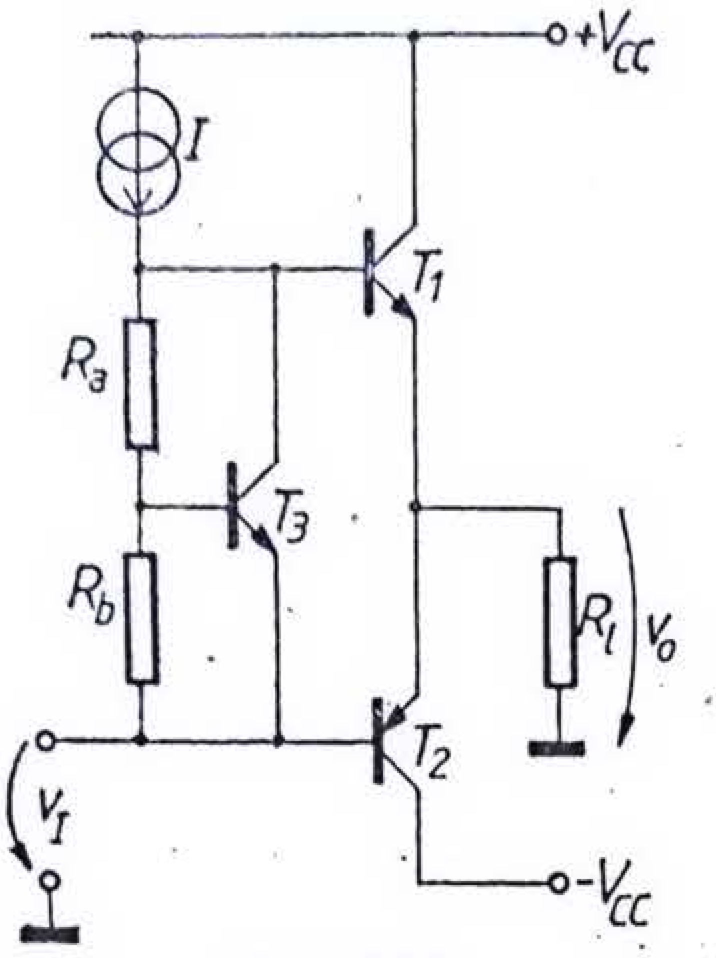



Fig. 2.26.

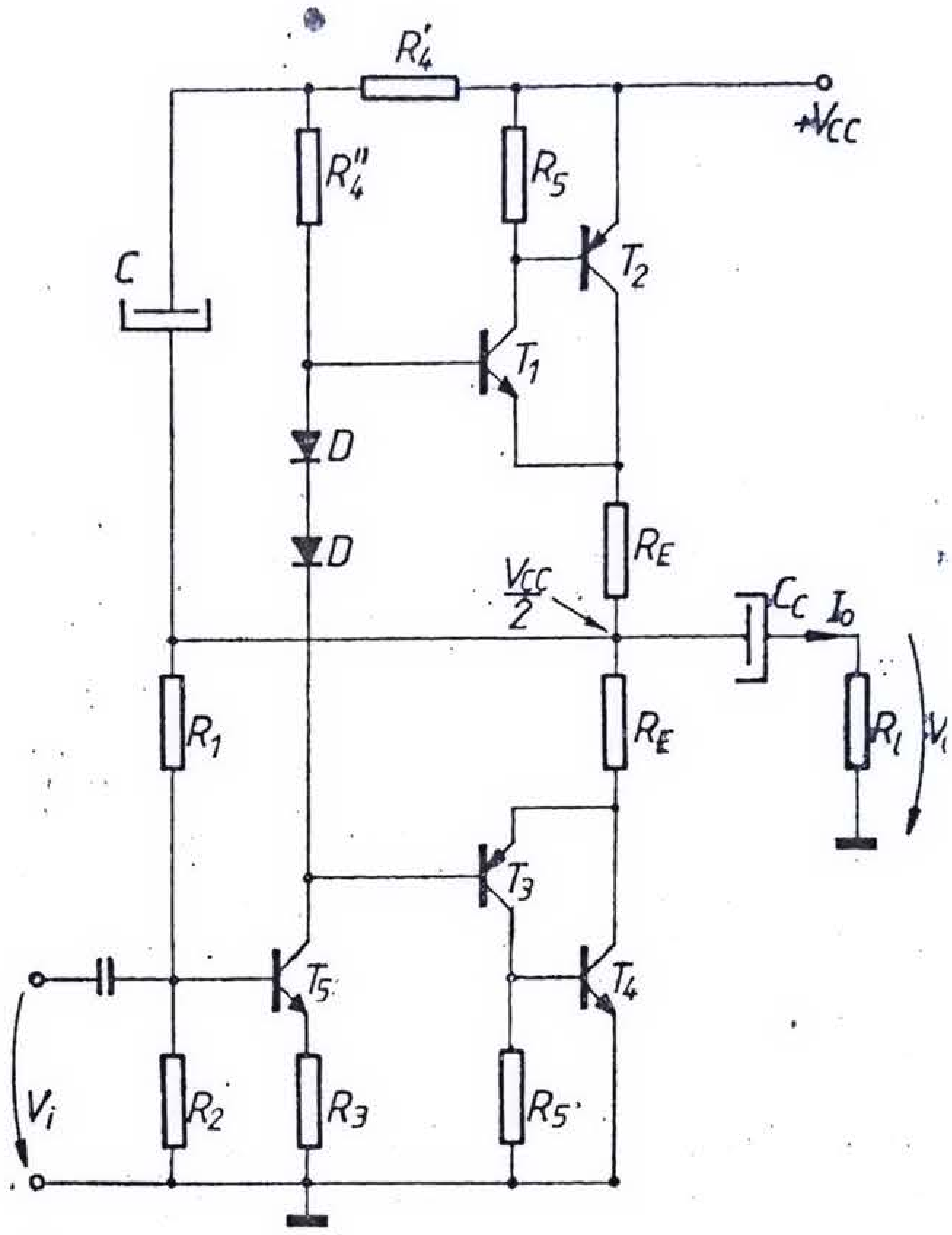



Fig. 2.27.

*Soluție.* Neglijînd curentul de bază al lui $T_3$ se poate scrie

$\frac{V_{BE3}}{V_{CE3}} = \frac{R_b}{R_a + R_b}$, deci $V_{CE3} = V_{BE3}\left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right)$ și, admițînd tranzistoarele finale identice,

$$V_{BE1} = V_{BE2} = \frac{V_{CE3}}{2} = \frac{V_{BE3}}{2}\left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right).$$

**2.16.** Să se facă o proiectare sumară a unui etaj de ieșire contratimp, clasă A—B, echipat cu două perechi de tranzistoare cu simetrie complementară, etaj care trebuie să debiteze o putere utilă de 10 W într-o sarcină $R_l = 16\ \Omega$. Amplificatorul se va alimenta de la o singură sursă de alimentare, pozitivă în raport cu masa sursei de semnal. Se consideră semnale sinusoidale.

*Soluție.* Se propune schema din figura 2.27.

Polarizarea bazelor tranzistoarelor finale se face cu ajutorul diodelor $D$. Etajul driver are rezistența de colector bootstrapată prin condensatorul $C$, ceea ce asigură un factor de utilizare a tensiunii de alimentare mai bun pentru dubletul $T_1$, $T_2$. Polarizarea bazei tranzistorului $T_5$ se face prin divizorul $R_1R_2$ alimentat din punctul median al schemei; aceasta realizează o reacție negativă în curent continuu, ceea ce îmbunătățește stabilitatea punctelor statice de funcționare.

Deoarece $P_{uM} = \frac{1}{2} I_{OM}^2 R_l$, rezultă $I_{OM} = \sqrt{\frac{2P_u}{R_l}} = 1{,}12$ A, deci $V_{OM} = R_l I_{OM} = 17{,}9$ V,

$I_{OM}$ și $V_{OM}$ fiind amplitudinile curentului, respectiv tensiunii, prin sarcină pentru obținerea puterii utile de 10 W.

Se poate scrie:

$$\frac{V_{CC}}{2} \geqslant V_{OM} + I_{OM}R_E + |v_{BE3}| + V_{CE\,sat5} = 17{,}9 + 0{,}56 + 0{,}7 + 0{,}2 = 19{,}36\ \text{V},$$

unde s-a ales pentru $R_E$ valoarea de 0,5 Ω, suficient de mică pentru a nu reduce factorul de utilizare a tensiunii de alimentare. Se poate deci considera acoperitor $V_{CC} = 40$ V.

Valorile maxime după care se poate face alegerea tranzistoarelor $T_2$ şi $T_4$ sînt $V_{CEM} \cong V_{CC} = 40$ V, $I_{CM} \cong I_{OM} = 1,12$ A, $P_{D\,adm} > P_{DM} = 0,2\ P_{uM} = 2$ W.

Dacă frecvenţa semnalului este foarte joasă,

$$P_{D\,adm} > p_{DM} = \frac{I_{OM}}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{4} = 5,6 \text{ W}.$$

Considerînd că valoarea amplificării în curent a tranzistoarelor finale este $\beta_{2,4} = 30$, rezultă

$$I_{BM\,2,4} = \frac{I_{CM}}{\beta_{2,4}} = \frac{1,12 \text{ A}}{30} = 37 \text{ mA}.$$

În continuare, se poate alege valoarea rezistenţei $R_5$. Pentru a nu creşte prea mult consumul de curent de la sursele de alimentare, se alege orientativ $I_{R5} = 0,1\ I_{BM\,2,4} = 3,7$ mA, de unde

$$R_5 = \frac{V_{BE}}{I_{R5}} = \frac{0,7}{3,7} = 189\ \Omega,$$

sau valoarea standardizată $R_5 = 200\ \Omega$.

Ulterior, printr-un calcul mai exact, trebuie verificat dacă această rezistenţă satisface toate cerinţele impuse. Deci

$$I_{CM\,1,3} = I_{BM\,2,4} + I_{R5} = 40 \text{ mA},$$

$$V_{CEM\,1,3} \cong V_{CC} = 40 \text{ V},$$

$$P_{uM\,1,3} = \frac{1}{2}\left(I_{CM\,1,3} \cdot \frac{V_{CC}}{2}\right) = 400 \text{ mW},$$

$$P_{DM} = 0,2\ P_{uM} = 80 \text{ mW},$$

$$p_{DM} = \frac{I_{CM\,1,3}}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{4} = 200 \text{ mW},$$

valori care permit alegerea tranzistoarelor $T_1$ şi $T_3$. Considerînd că pentru tranzistoarele alese $\beta_{1,3} = 50$, rezultă

$$I_{BM\,1,3} = \frac{I_{CM\,1,3}}{\beta_{1,3}} = \frac{40}{50} = 0,8 \text{ mA}.$$

În continuare se poate trece la proiectarea etajului prefinal.

După cum s-a specificat, conexiunea bootstrap folosită reduce practic la zero curentul dinamic prin rezistenţa $R_4''$. Aceasta înseamnă că întreaga variaţie a curentului de colector a lui $T_5$, datorată semnalului de intrare, este folosită pentru comanda etajului final. Deci variaţia maximă a curentului de colector a lui $T_5$ trebuie să fie egală cu valoarea maximă a curentului de bază a tranzistoarelor $T_1$ şi $T_3$, adică $\Delta i_{C5\,max} = I_{BM\,1,3} = 0,8$ mA.

Pentru a asigura o funcţionare liniară a tranzistorului $T_5$, fără consum excesiv de curent de la sursa de alimentare, se alege de exemplu $I_{C5} = 2$ mA. Căderea de tensiune pe $R_4$ fiind $V_{R4} \cong V_{CC}/2$, rezultă

$$R_4 = R_4' + R_4'' = \frac{20 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega.$$

Deoarece, pentru funcţionarea dinamică, $R_4'$ apare în paralel cu $R_l$, este necesar ca $R_4' \gg 10\ R_l$.

Se poate considera de exemplu $R_4' = 200\ \Omega$ şi $R_4'' = R_4 - R_4' = 9,1$ kΩ, rezultînd deci pentru rezistenţa $R_4''$, care, din punct de vedere dinamic, este în paralel pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului $T_1$, o valoare suficient de mare pentru a nu şunta tranzistorul.

Rezistenţa $R_3$ trebuie să aibă o valoare mică astfel ca tensiunea de la bornele ei să nu reducă substanţial factorul de utilizare a tensiunii de alimentare pentru tranzistoarele finale; prezenţa ei este totuşi necesară, deoarece contribuie la liniarizarea caracteristicii de transfer a etajului prefinal care lucrează în conexiunea cu emitorul comun. Se consideră orientativ $R_3 = 27\ \Omega$.

Tranzistorul $T_5$, lucrînd la curent de colector mic, are $\beta_5 = 100$ şi deci

$$I_{B5} = \frac{I_{C5}}{\beta_5} = \frac{2 \text{mA}}{100} = 20\ \mu\text{A}.$$

BIBLIOTECA DE FIZICĂ

Pentru calculul divizorului $R_1R_2$ se consideră curentul prin divizor de 10 ori mai mare decît cel de bază, rezultînd următoarele valori orientative

$$R_2 = \frac{V_{BE} + R_3 I_{C5}}{I_{div}} \cong \frac{V_{BE}}{I_{div}} = \frac{0{,}7\ \mathrm{V}}{0{,}2\,\mathrm{mA}} = 3{,}8\ \mathrm{k\Omega},$$

$$R_1 = \frac{V_{CC}/2}{I_{div}} = \frac{20\ \mathrm{V}}{0{,}2\,\mathrm{mA}} = 100\ \mathrm{k\Omega}.$$

Pentru reducerea efectului dispersiilor se va folosi o rezistență semireglabilă a cărei valoare se va ajusta astfel încît potențialul punctului median dintre tranzistoarele finale să fie $V_{CC}/2$.

Tranzistorul $T_5$ trebuie să debiteze în regim dinamic un curent de amplitudine maximă $I_{cM_5} = I_{BM\,1,3} = 0{,}8$ mA, căruia îi corespunde un curent de bază de amplitudine

$$I_{bM_5} = \frac{0{,}8\ \mathrm{mA}}{100} = 8\ \mu\mathrm{A}.$$

Tensiunea de excitație necesară va fi deci $V_{iM} = I_{bM_5} r_{\pi 5} + (\beta + 1) I_{bM_5} R_3$, unde

$$r_{\pi 5} = \frac{\beta_5}{g_{m5}} = \frac{100}{80} = 1{,}25\ \mathrm{k\Omega}.$$

Deci $V_{iM} = 31{,}6\ \mathrm{mV} \cong 40\ \mathrm{mV}$.

**2.17.** Pentru etajul final din figura 2.27 să se calculeze rezistența de ieșire de semnal mic.

*Soluție.* În figura 2.28 s-a desenat circuitul echivalent de semnal mic corespunzător semialternanței de ieșire pozitive. Rezultă

$$R_o = R_4' \parallel \frac{r_{o5}(1 + g_{m5}R_3) + R_4'' \parallel [r_{\pi 1} + R_E\beta_e]}{\beta_e},$$

unde $\beta_e = \beta_1\beta_2 \dfrac{R_4''}{R_4'' + r_{\pi 1} + \beta_1\beta_2 R_E}$.

**2.18.** Să se deseneze schema unui amplificator de putere cuprinzînd etajul final, etajul prefinal și circuitele de polarizare și stabilizare a punctelor statice de funcționare. Etajul final va fi realizat cu două perechi de tranzistoare cu simetrie complementară avînd prepolarizare prin diode. Ambele etaje (final și prefinal) vor fi alimentate de la o singură sursă de tensiune stabilizată, pozitivă în raport cu masa sursei de semnal; etajul prefinal va fi realizat cu un tranzistor *pnp* și va fi prevăzut cu sarcină activă.

Să se dimensioneze sursa de tensiune stabilizată necesară pentru alimentarea schemei, astfel încît să se obțină o putere utilă de 10 W, într-o sarcină de 6 Ω, în condițiile unui semnal sinusoidal de intrare.

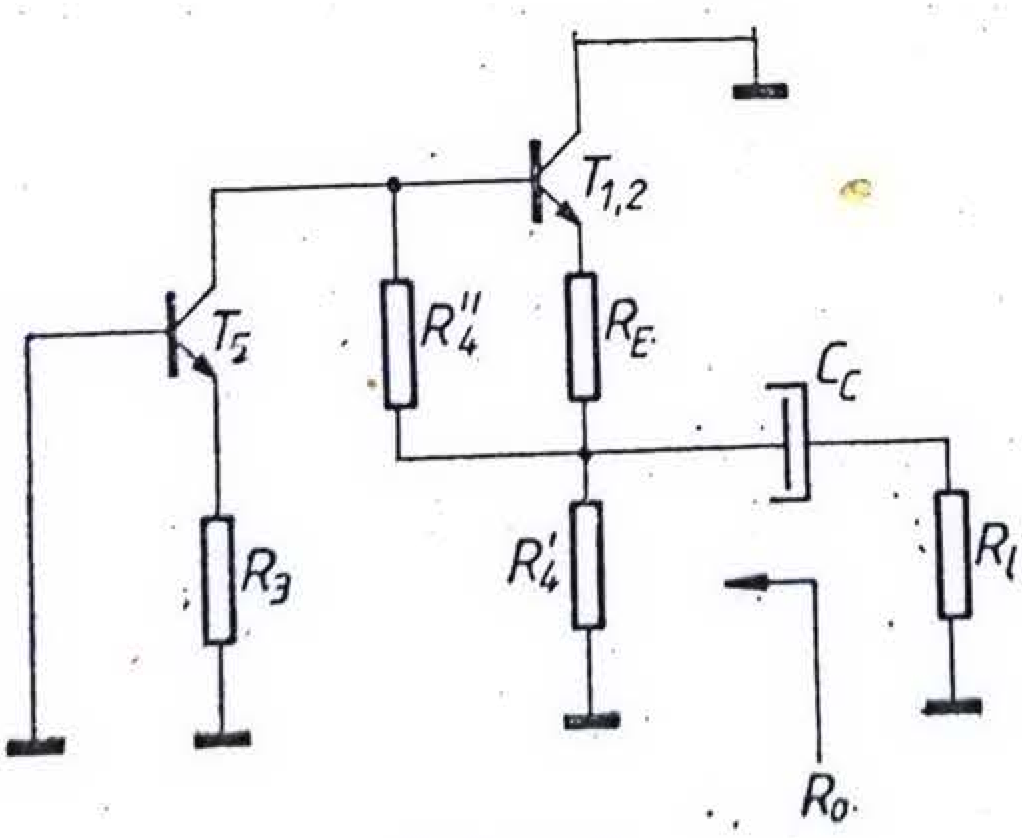


Fig 2.28.

*Soluție.* Circuitul, corespunzînd cerințelor precizate în enunț, este prezentat în figura 2.29, de unde

$$P_{uM} = \frac{V_{CC}^2/4}{2R_l} = \frac{V_{CC}^2}{8R_l},$$

$$V_{CC} = \sqrt{8P_{uM}R_l} = \sqrt{8 \cdot 10 \cdot 6} = 21{,}9\ \mathrm{V}.$$

Se va lua $V_{CC} = 24$ V.

$$I_{OM} = \frac{V_{OM}}{R_l} = \frac{12}{6} = 2\ \mathrm{A}.$$

Valoarea medie maximă a curentului prin sursa de alimentare este $I_M = \frac{1}{\pi} I_{OM} = \frac{2}{3,14} = 0,64$ A; se va considera acoperitor, $I_M = 0,750$ A.

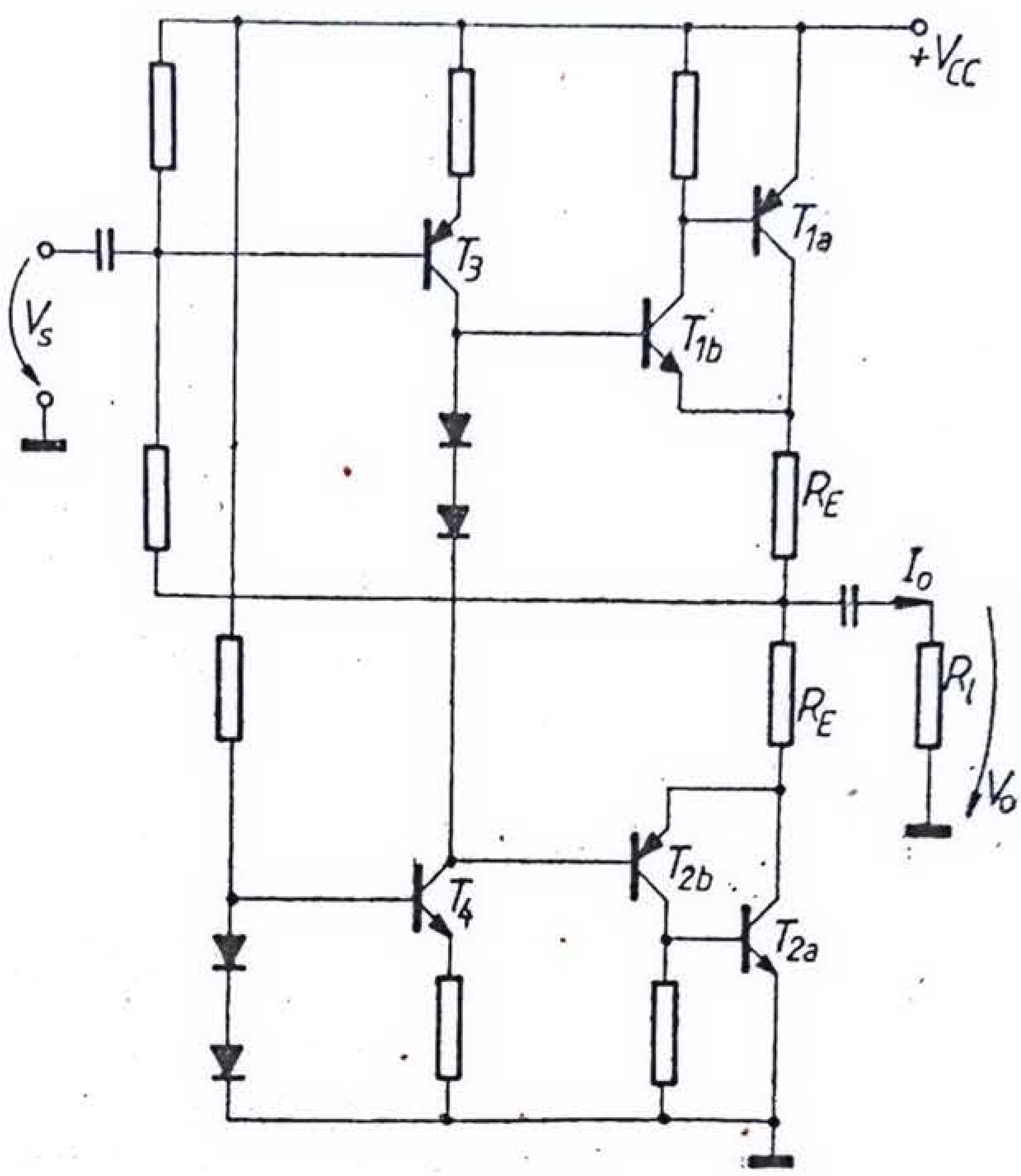



Fig. 2.29.

**2.19.** Etajele final și prefinal ale unui amplificator de putere integrat au schema din figura 2.30 a. Se admite pentru simplificare că tranzistoarele sînt identice avînd $\beta = 100$; rezistența de ieșire a tranzistoarelor $T_1$, $T_2$, $T_5$ și $T_6$ este de 20 kΩ.

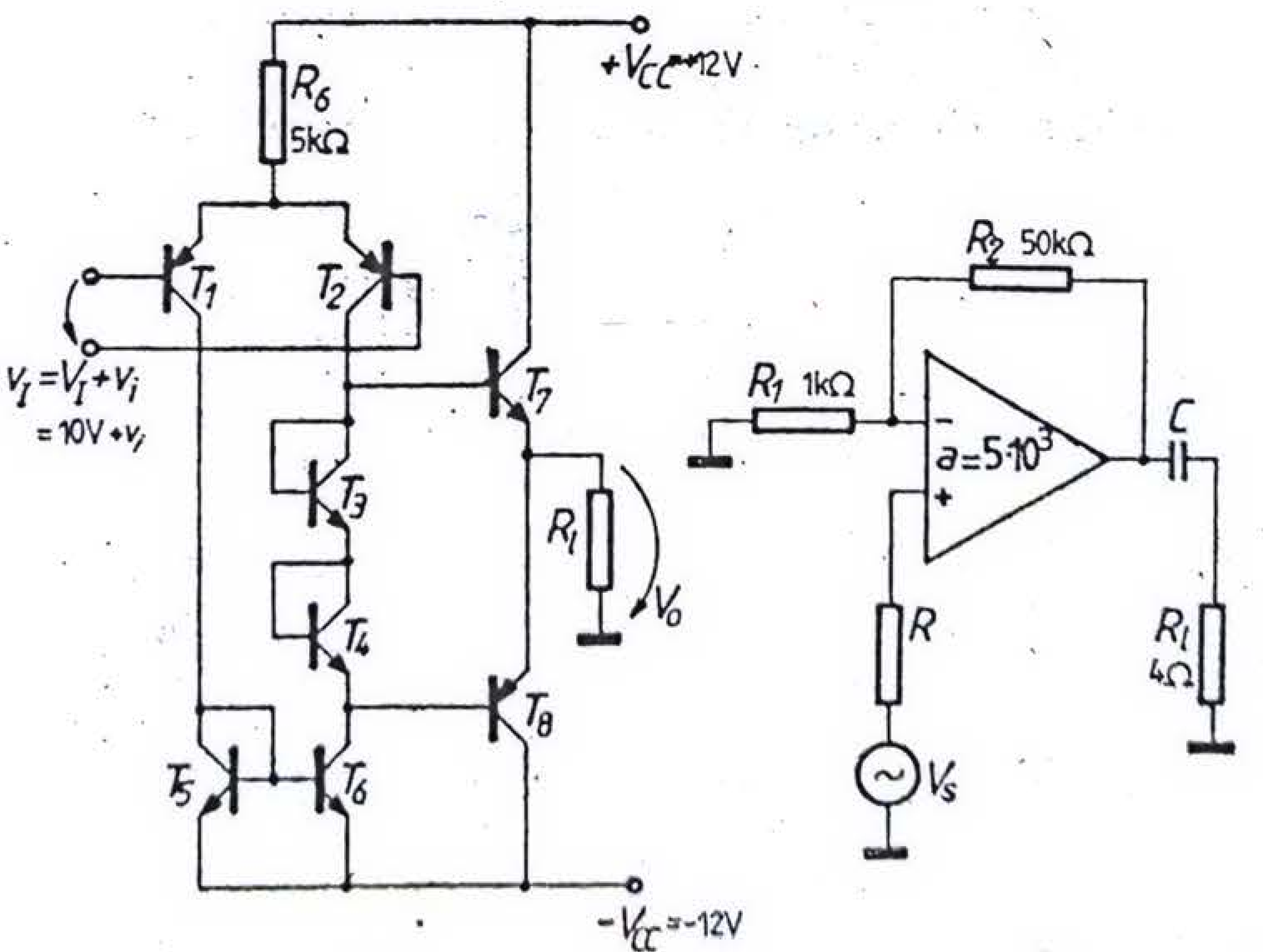
a. Să se estimeze amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ și rezistența de ieșire, admițînd $\beta R_l < r_{o2,6}$ și $r_\mu = \infty$.

b. Dacă amplificatorul integrat, avînd amplificarea în buclă deschisă $a_0 = 5 \cdot 10^3$, este conectat ca în figura 2.30 b, să se calculeze valoarea condensatorului $C$ necesară pentru obținerea unei frecvențe limită inferioară de 20 Hz.

*Soluție.*

$$I_{R6} = \frac{12 - 0,7 - 10}{5} = \frac{1,3}{5} = 0,26 \text{ mA}, \qquad I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{0,26}{2} = 0,13 \text{ mA},$$

$$g_{m1} = g_{m2} = 5,2 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{100}{5,2} \cong 20 \text{ k}\Omega.$$




a b Fig. 2.30.

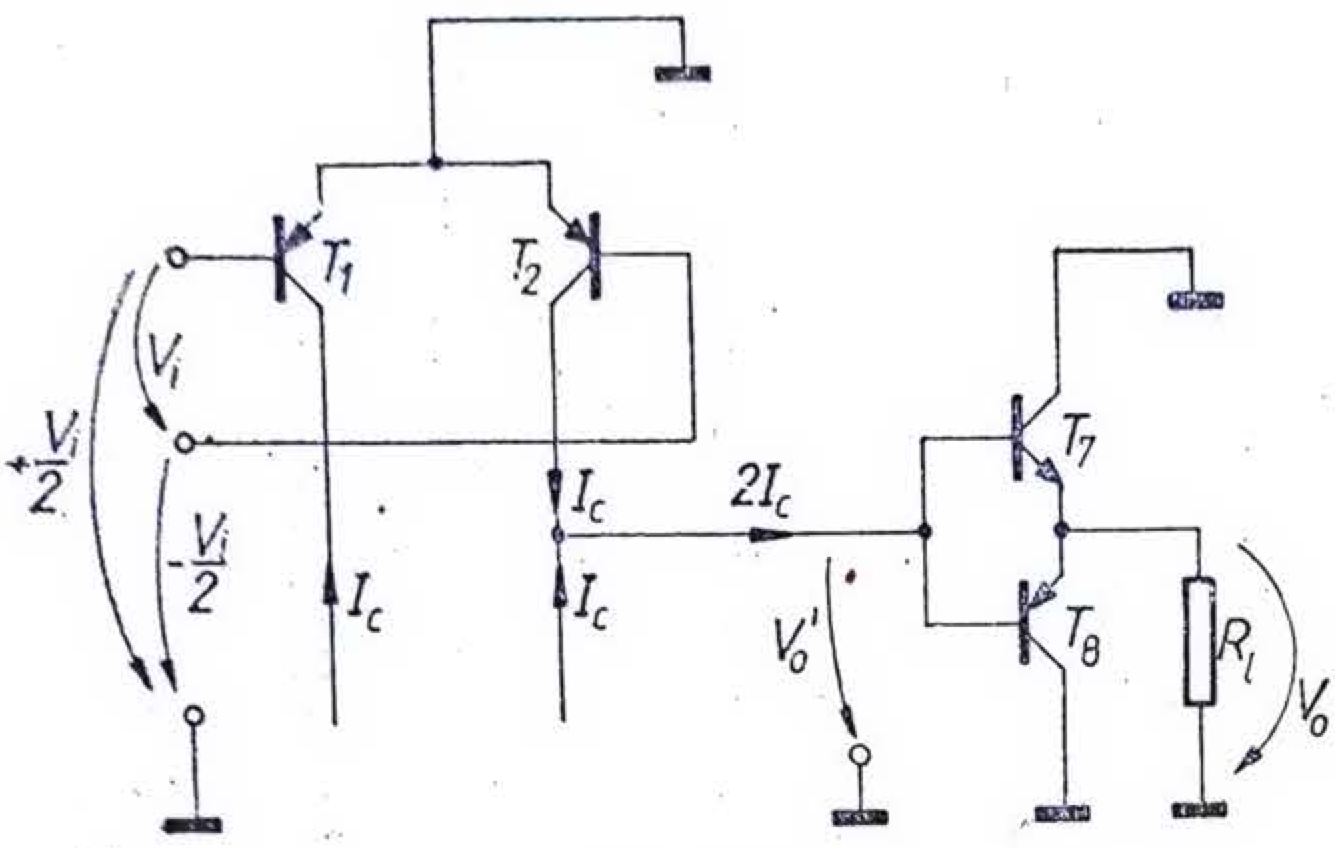



Fig. 2.31.

După cum s-a arătat în capitolul 1, datorită oglinzii de curent $T_5$, $T_6$ a diferențialului realizat cu $T_1$, $T_2$, curentul de comandă injectat în intrarea etajului final este egal cu dublul amplitudinii curentului de colector al tranzistoarelor $T_1, T_2$. Această concluzie este sumar explicată în figura 2.31. Rezultă $V_o' = 2I_c(r_{\pi 7} + \beta R_l)$. Dar $I_c = g_{m1}\frac{V_i}{2}$, iar $V_o' = V_o$. Rezultă

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong g_{m1}\beta R_l = 0{,}52\ \mathrm{A/V} \cdot R_l.$$

Rezistența de ieșire este

$$R_o = r_{o7} \| \frac{r_{o2} \| r_{o6}}{\beta} \cong \frac{r_o}{2\beta} = 0{,}1\ \mathrm{k\Omega} = 100\ \Omega.$$

Circuitul din figura 2.30 b corespunde unui amplificator cu reacție de tip serie-șunt pentru care

$$f_v = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{50},$$

$$a_v = a = 5 \cdot 10^3,$$

$$F = a_v f_v = 100.$$

Deci rezistența de ieșire a amplificatoruui în buclă închisă este

$$R_o' = \frac{R_o}{F} = \frac{100}{100} = 1\Omega.$$

Frecvența limită inferioară a amplificatorului este dată de relația

$$\omega_j = \frac{1}{C(R_l + R_o')},$$

de unde

$$C = \frac{1}{\omega_j(R_l + R_o')} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 5}\ \mathrm{F} \cong 1\,500\ \mu\mathrm{F}.$$

**2.20.** Se consideră schema din figura 2.32, comandată de un semnal sinusoidal de intrare.

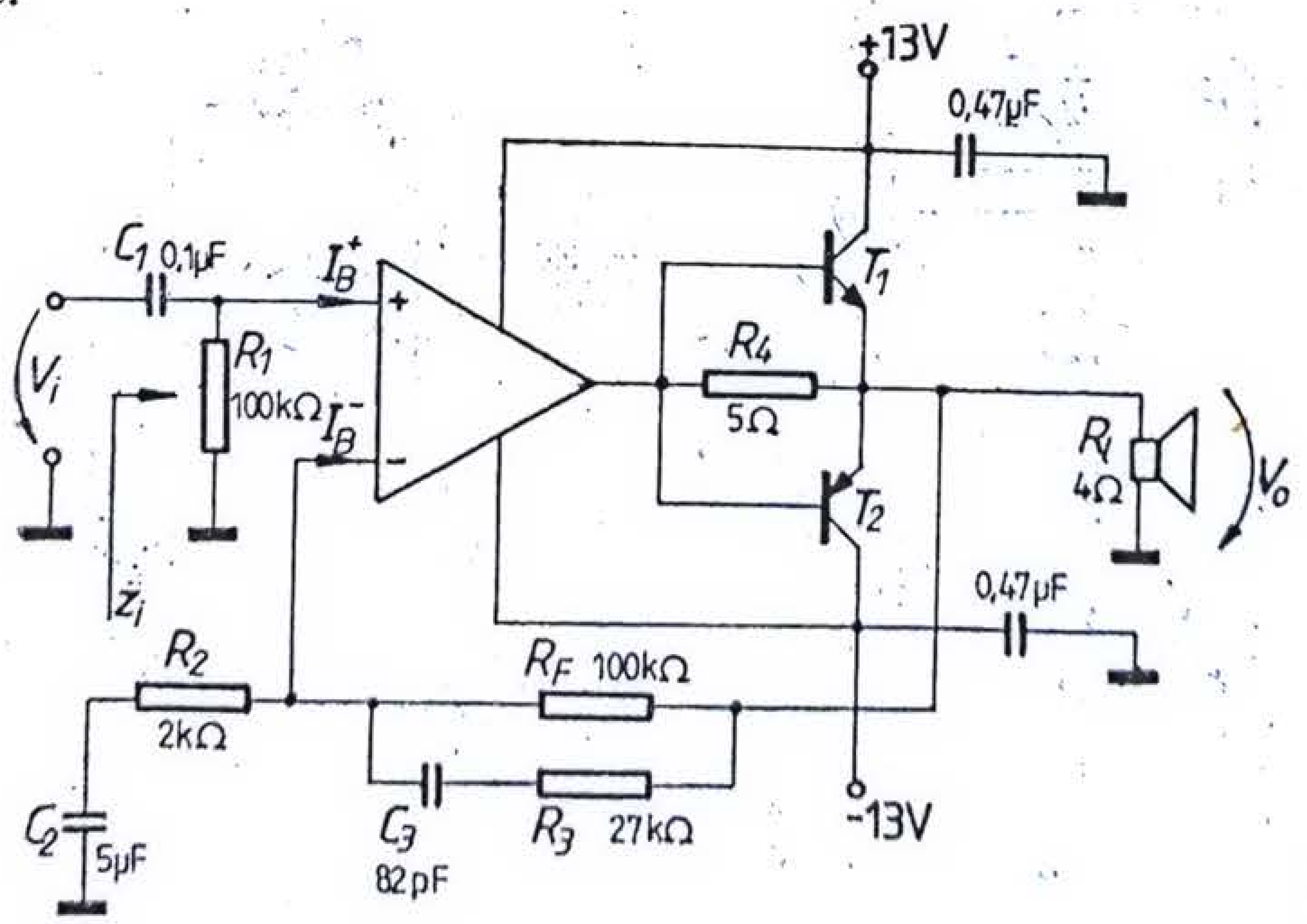



Fig. 2.32.

a. Să se determine tensiunea de ieşire de curent continuu, admiţînd curenţi de polarizare egali, $I_{B+} = I_{B-} = 1$ µA, şi o tensiune de intrare de decalaj de 5 mV. Care este rolul condensatorului $C_2$?

b. Cît este impedanţa de intrare în banda frecvenţelor de lucru?

c. Să se calculeze amplificarea în tensiune în bandă.

d. Să se explice rolul rezistenţei $R_4 = 5\ \Omega$, admiţînd că tranzistoarele finale $T_1$ şi $T_2$ încep să conducă pentru $|V_{BE}| \geqslant 0{,}5$ V.

*Soluţie.* Curenţii de polarizare fiind egali şi „văzînd spre masă" aceleaşi rezistenţe în curent continuu, tensiunea de ieşire de curent continuu va fi determinată numai de tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO}$, avînd valoarea

$$V_o = V_{IO}\left(1 + \frac{R_F}{\infty}\right) = V_{IO} = 5 \text{ mV}.$$

Deci condensatorul $C_2$ este necesar pentru reducerea amplificării în curent continuu la valoarea 1, ceea ce reduce efectul tensiunii de intrare de decalaj asupra tensiunii continue de ieşire.

Impedanţa de intrare în amplificatorul operaţional fiind foarte mare, rezultă: $Z_i = R_1 = 100$ kΩ.

Amplificarea semnalului de intrare este determinată de reţeaua de reacţie, avînd deci valoarea

$$A_v = 1 + \frac{R_F}{R_2} = 51.$$

Grupul $R_3C_3$ nu intervine pentru frecvenţe din bandă; el este introdus pentru îmbunătăţirea comportării în frecvenţă, aşa cum se va arăta în capitolul 4.

Pentru curenţi în sarcină sub $\frac{0{,}5\text{ V}}{5} = 0{,}1$ A $= 100$ mA, tranzistoarele finale nu conduc.

Deci, pînă la un nivel de putere medie în sarcină de valoare $P_u = \frac{r_l I^2}{2} = \frac{4 \cdot 0{,}01}{2} = 0{,}02$ W $= 20$ mW, amplificatorul operaţional furnizează el însuşi puterea utilă în sarcină, prin rezistenţa de 5 Ω.

Pentru curenţi în sarcină mai mari de 100 mA, tranzistoarele finale se deschid, fiind polarizate prin căderea de tensiune care apare la bornele rezistenţei de 5 Ω; deci încep să debiteze şi ele putere în sarcină.

**2.21.** Etajul de ieşire din figura 2.33 este comandat pe cele două intrări cu două semnale sinusoidale egale şi în antifază, provenind de la un etaj de amplificare diferenţial. Tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$ şi $T_4$ sînt identice. De asemenea, se consideră că tranzistoarele $T_5$ şi $T_6$ sînt bine împerecheate. Să se calculeze tensiunea de ieşire $V_o$ în funcţie de $V_s = V_{s1} = -V_{s2}$, admiţînd că rezistenţele surselor de semnal sînt identice, $R_s = R_{s1} = R_{s2}$. Se admite pentru simplificare că toate tranzistoarele au $r_o = \infty$.

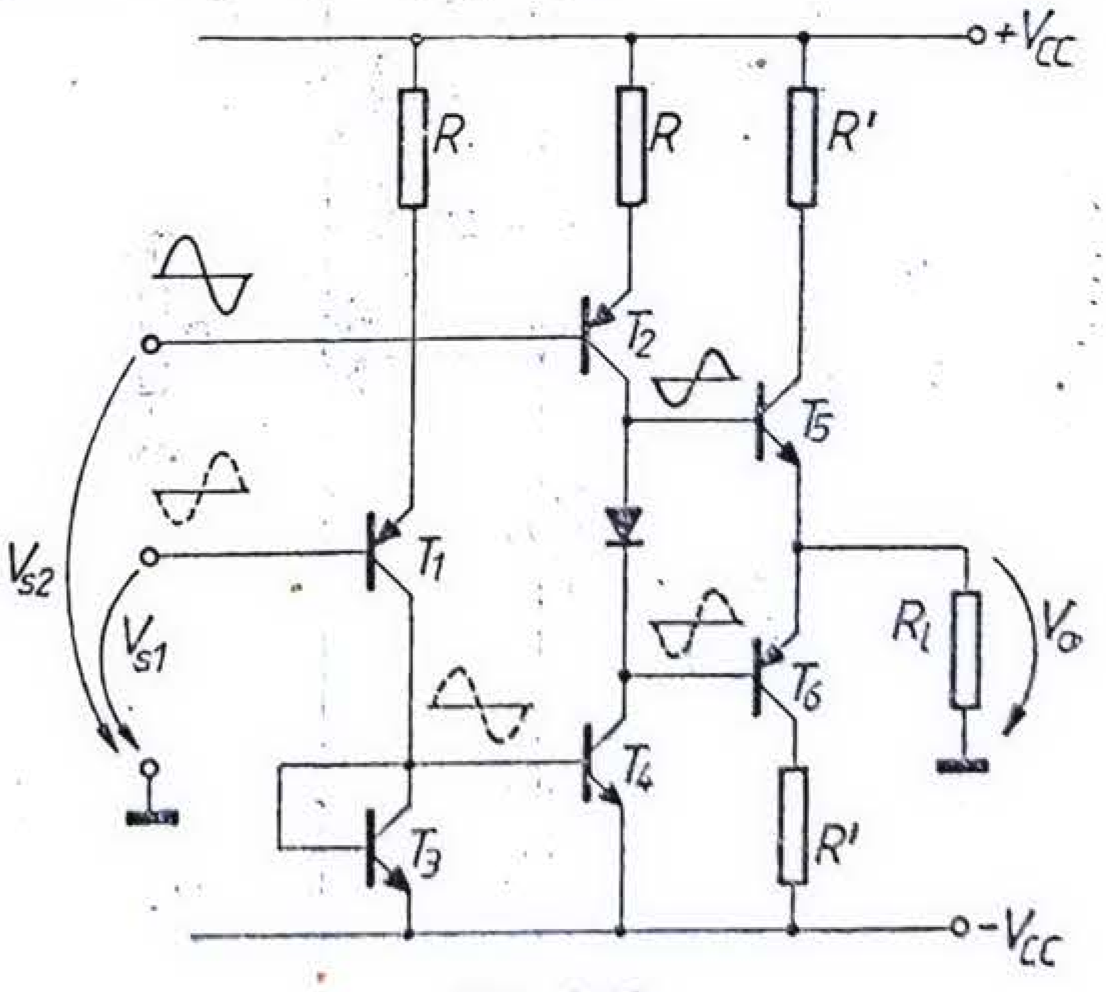


Fig. 2.33.

*Soluţie.* Din analiza pe curent continuu rezultă $I_{C_3} = I_{C_1}$ şi $I_{C_2} = I_{C_4} = I_{C_2}$, deci $I_{C_1} = I_{C_2} = I_{C_3} = I_{C_4}$.

Tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$ şi $T_4$ fiind identice, rezultă $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi 4} = \beta r_d = r_\pi$, unde $r_d$ este rezistenţa dinamică a tranzistorului $T_3$ legat ca diodă.

Pentru calculul tensiunii de ieşire se aplică principiul superpoziţiei.

Se consideră mai întîi numai semnalul $V_{s_2}$; curentul de comandă în intrarea etajului final este:

$$I_{b\,5,6} = I_{c2} = \frac{\beta V_s}{R_s + r_\pi + \beta R}.$$

Pentru semnalul de comandă $V_{s_1}$,

$$I_{c1} = \frac{\beta V_s}{R_s + r_\pi + \beta R},$$

$$I_{b4} = I_{c1} \cdot \frac{r_d}{r_d + r_\pi} = I_{c1} \frac{r_\pi}{r_\pi(\beta + 1)} = \frac{V_s}{R_s + r_\pi + \beta R},$$

$$I_{b\,5,6} = I_{c4} = \beta I_{b4} = \frac{\beta V_s}{R_s + r_\pi + \beta R}.$$

Rezultă valoarea totală a curentului de intrare în etajul final

$$I_{b\,5,6\ \text{total}} = 2 \frac{\beta V_s}{R_s + r_\pi + \beta R}.$$

Etajul de ieșire, realizat cu două tranzistoare lucrînd în contratimp clasă AB în conexiunea cu colectorul comun, are o amplificare unitară și o rezistență de intrare de valoare $R_{iF} = \beta_F R_l$, $\beta_F$ fiind amplificarea în curent a tranzistoarelor finale.

Deci tensiunea de intrare în etajul final va fi

$$V_o' = R_{iF} I_{b\,5,6\ \text{total}} = 2 \frac{\beta\beta_F V_s}{R_s + r_\pi + \beta R} R_l.$$

Datorită amplificării unitare a etajului final, această tensiune va fi regăsită și la ieșire.

**2.22.** În figura 2.34 se arată etajul de ieșire al amplificatorului operațional integrat μA 709. Să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_s$ în funcție de elementele schemei și de parametrii tranzistoarelor. Se vor face aproximații acceptabile. Tensiunea $V_B$ este o tensiune continuă de polarizare.

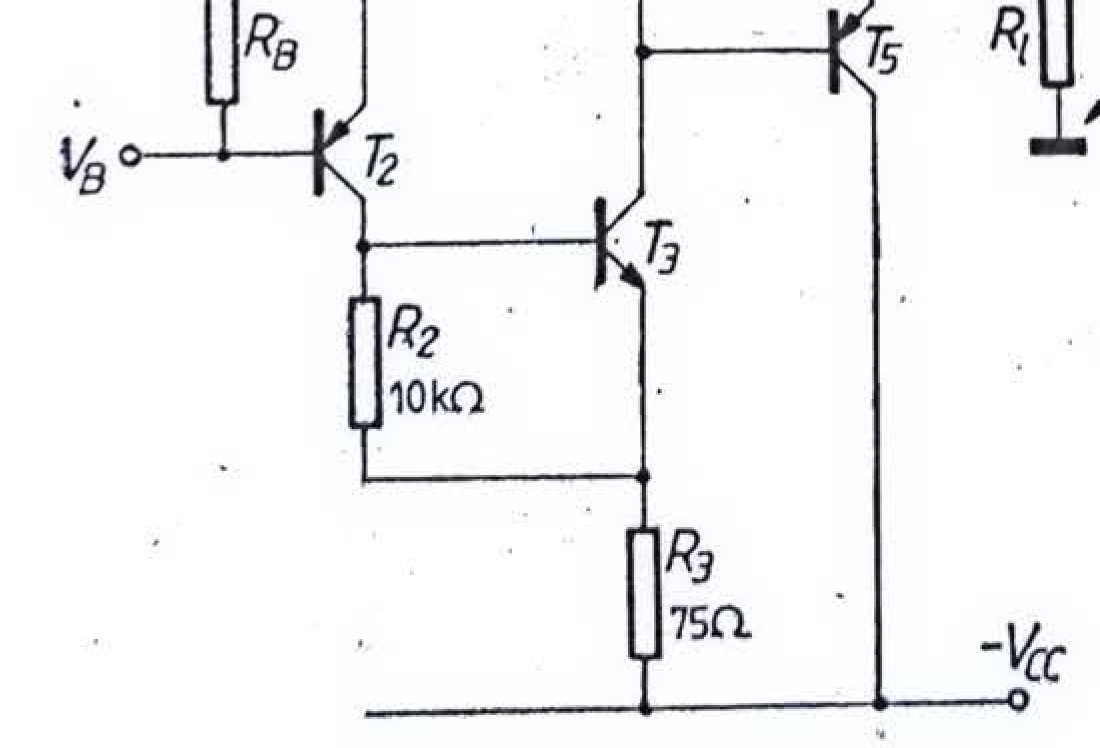



Fig. 2.34.

*Soluție.* Circuitul din figura 2.34 are un etaj de ieșire lucrînd în contratimp clasă B cu amplificarea în tensiune unitară. Este prevăzut cu o reacție de tip paralel-paralel, prin $R_F$, cuprinzînd etajele realizate cu $T_2$, $T_3$ și etajul final. Deci:

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z f_y},$$

unde

$$f_y = -\frac{1}{R_F}.$$

În figura 2.35 s-a desenat schema de curent alternativ corespunzătoare amplificatorului de bază încărcat cu rețeaua de reacție necesară pentru determinarea lui $a_Z$. Deoarece tranzistorul $T_1$, lucrînd ca repetor, repetă în emitor tensiunea din bază, sursa de curent de tip Norton, de la intrare, are valoare $I_s = V_s/R_1$. Se obține

$$V_o' = -\frac{R_B \| R_F}{R_B \| R_F + R_{iT_2}} \alpha_2 \beta_3 \frac{R_2}{R_2 + r_{\pi 3}} R_4 I_s.$$

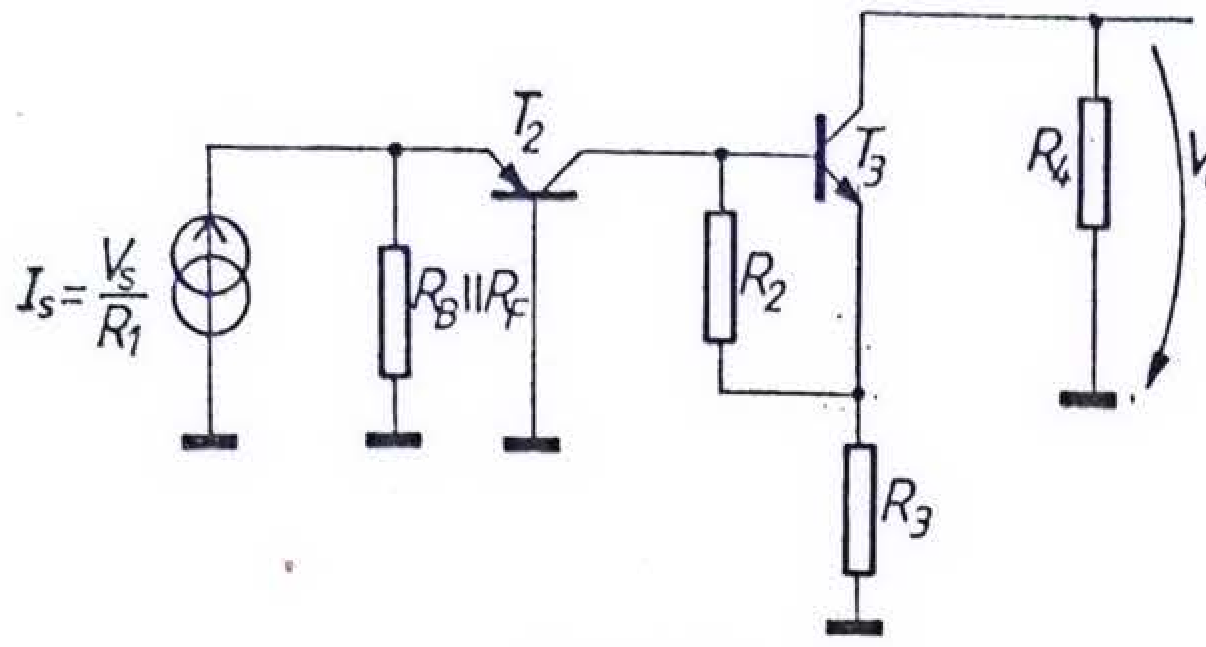



Fig. 2.35.

Însă rezistența de intrare în tranzistorul $T_2$, $R_{iT_2}$, corespunzînd unui tranzistor în conexiunea cu baza la masă, este foarte mică ($R_{iT_2} = 1/g_{m2}$). Deci

$$\frac{R_B \| R_F}{R_B \| R_F + R_{iT_2}} \cong 1.$$

De asemenea, $\alpha_2 \simeq 1$, deci

$$a_Z = \frac{V_o'}{I_s} = -\beta_3 \frac{R_2}{R_2 + r_{\pi 3}} R_4.$$

Rezultă

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z f_y} = -\frac{\beta_3 \dfrac{R_2}{R_2 + r_{\pi 3}} R_4}{1 + \beta_3 \dfrac{R_2}{R_2 + r_{\pi 3}} \dfrac{R_4}{R_F}}.$$

Dacă $R_2 \gg r_{\pi 3}$, relația mai poate fi încă simplificată, rezultînd

$$A_Z = -\frac{1}{R_F}.$$

Se obține

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_1} = -\frac{R_F}{R_1},$$

ceea ce pentru valorile considerate înseamnă

$$A_v = -\frac{30}{1} = -30.$$

2.23. Etajul final al amplificatorului operațional MC 1530 are schema din figura 2.36. Diodele $D_1$ și $D_2$ sînt tranzistoare în conexiune de diodă. Tranzistoarele $T_3$, $T_4$, $T_5$ și diodele $D_1$ și $D_2$ au arii egale. Tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ au arii de trei ori mai mari, ceea ce corespunde unor curenți de colector de trei ori mai mari, pentru o aceeași tensiune de polarizare bază-emitor.

a. Să se stabilească clasa de funcționare a tranzistoarelor finale $T_1$ și $T_2$; se consideră $|V_{BE}| = 0{,}65$ V.

b. Să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_s$.

*Soluție.* În punctul static de funcționare tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ conduc curent; curentul este determinat de dioda $D_1$. Rezistența $R_3$ împreună cu $R_f$ realizează deplasarea necesară în curent continuu. Reacția negativă prin $R_f$ realizează, simultan cu stabilizarea punctelor statice de funcționare, și o liniarizare a caracteristicii de transfer.

Pentru a stabili clasa de funcționare se observă că valoarea maximă aproximativă a tensiunii de ieșire este de 6 V, deci

$$I_{lM} = \frac{6\text{ V}}{2\text{ k}\Omega} = 3\text{ mA}.$$

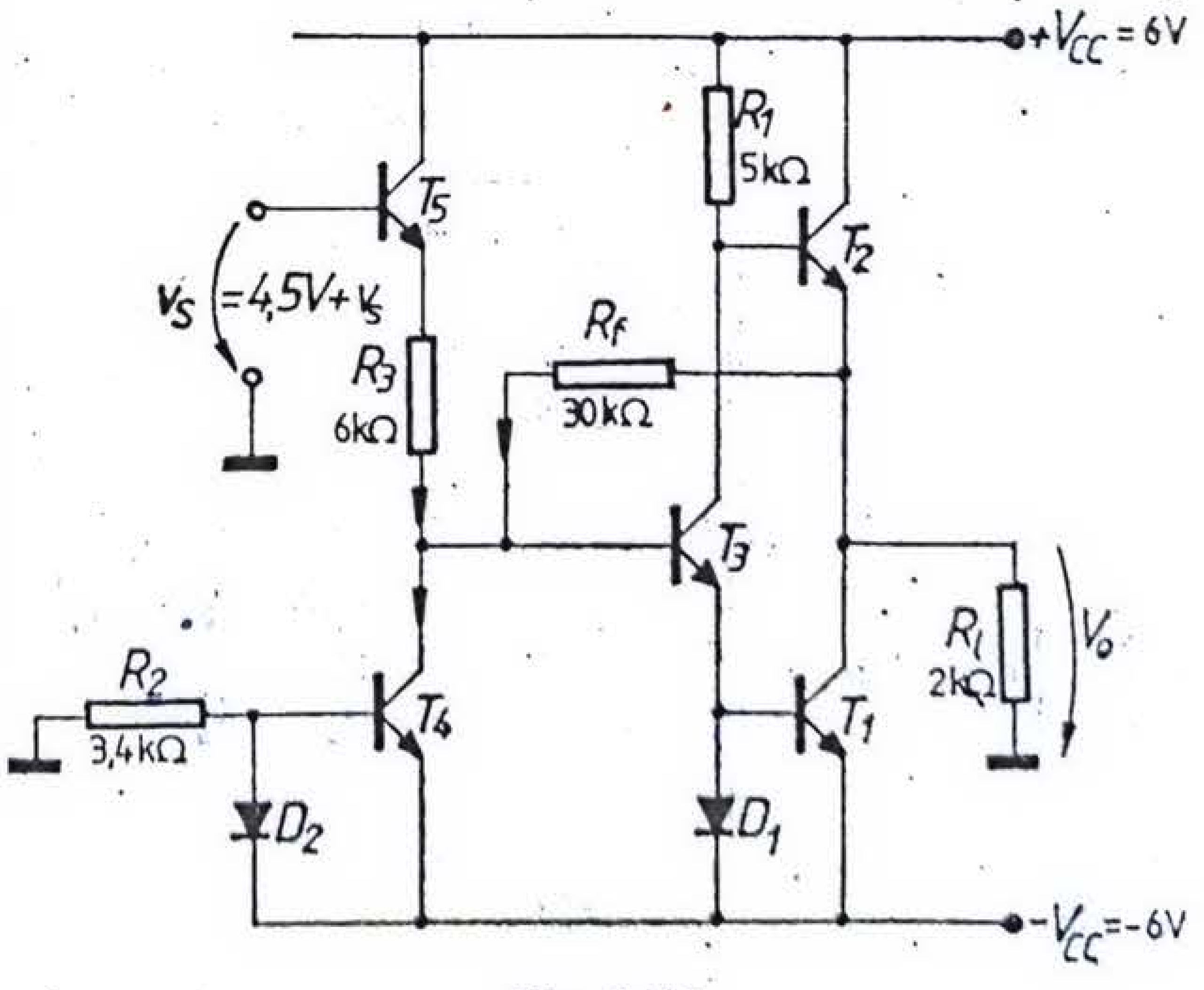



Fig. 2.36.

Această valoare trebuie comparată cu curentul de colector al tranzistoarelor finale, ceea ce implică următoarea succesiune de calcule:

$$I_{C4} = I_{R2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_2} = \frac{6 - 0,65}{3,4} = 1,57 \text{ mA},$$

$$I_{R3} = \frac{V_S + V_{CC} - 3V_{BE}}{R_3} = \frac{4,5 + 6 - 3 \cdot 0,65}{6} = 1,42 \text{ mA},$$

$$I_{Rf} = I_{C4} - I_{R3} = 1,57 - 1,42 = 0,15 \text{ mA},$$

$$V_o = V_S - V_{BE} - R_3 I_{C3} + R_f I_{Rf} = 0 \text{ V},$$

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{6 - 0,65}{5} = 1,07 \text{ mA},$$

$$I_{C3} = I_{D1},$$

$$I_{C1} = 3I_{D1} = 3 \cdot 1,07 = 3,21 \text{ mA},$$

$$I_{C2} = I_{C1} + I_{Rf} = 3,21 + 0,15 = 3,36 \text{ mA}.$$

Deoarece $I_{C1} > I_{lM}$, rezultă că tranzistoarele finale lucrează în clasă A.

Circuitul din figura 2.36 corespunde unei configurații de reacție de tip serie-paralel pentru care

$$A_Z = \frac{a_Z}{1 + a_Z f_y}, \quad \text{iar} \quad f_y = -\frac{1}{R_f}.$$

În figura 2.37 s-a reprezentat schema amplificatorului de bază încărcat cu rețeaua de reacție necesară pentru determinarea lui $a_Z$. Se observă că cele două tranzistoare finale, ambele *npn* conduc în contratimp, deci

$$V_o' = -(R_l \parallel R_f) \cdot (I_{c1} - I_{c2}),$$

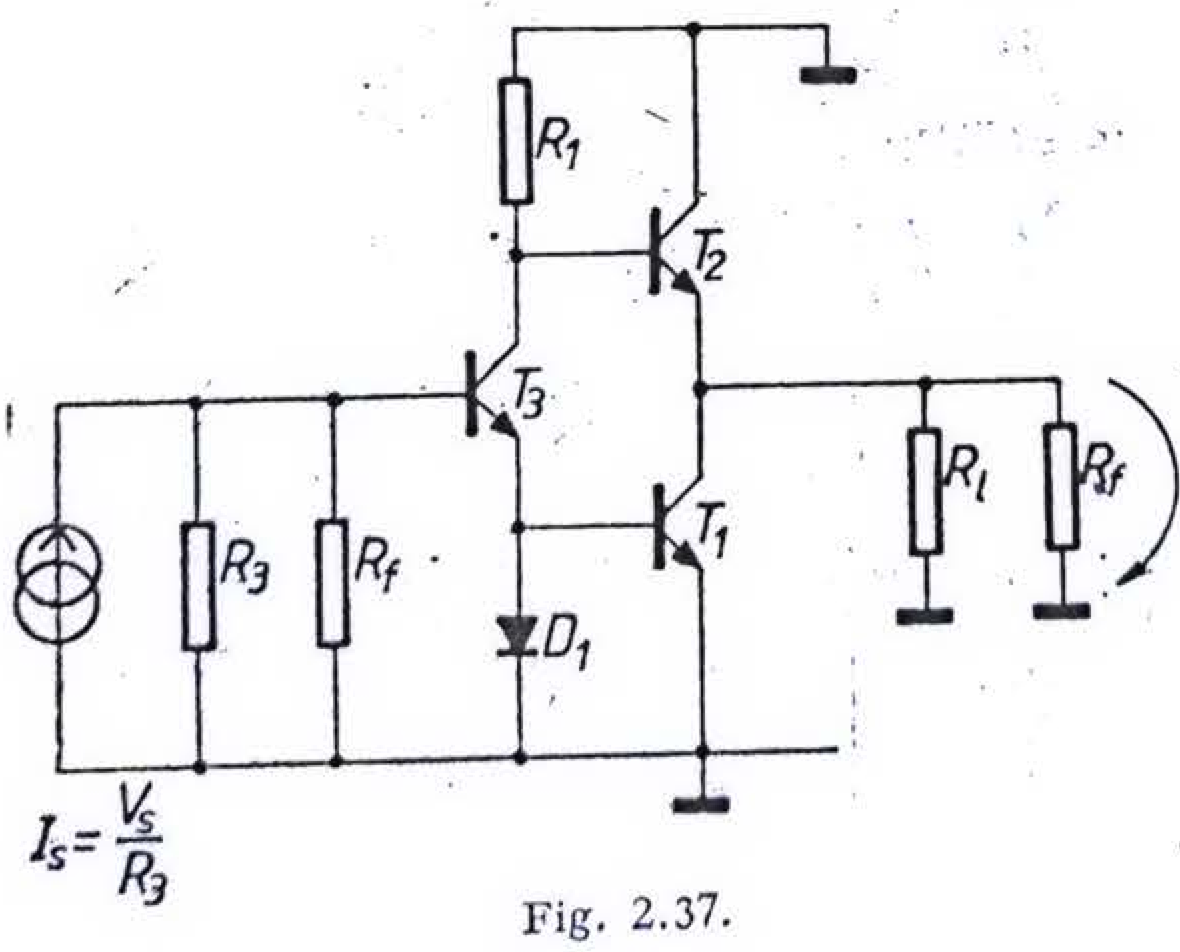
unde

$$I_{c2} = \beta_2 I_{b2} = -\beta_2 \frac{R_1}{R_1 + \beta_2(R_l \parallel R_f)} I_{c3} \cong -\frac{R_1}{R_l \parallel R_f} I_{c3},$$

iar

$$I_{c1} = \beta_1 I_{b1} = \beta_1 \frac{r_{d1}}{r_{\pi 1} + r_{d1}} I_{c3} \cong \beta_1 \frac{r_{d1}}{r_{\pi 1}} I_{c3} = \frac{A_1}{A_3} I_{c3}.$$

Deoarece $I_{c3} = \beta_3 I_{b3} = \beta_3 \dfrac{R_3 \parallel R_f}{R_3 \parallel R_f + r_{\pi 3} + \beta_3 r_{d1}} I_s$, rezultă



$I_s = \dfrac{V_s}{R_3}$

Fig. 2.37.

$$a_Z = \frac{V_o'}{I_s} = -R_l \parallel R_f \left(\frac{R_1}{R_l \parallel R_f} + \frac{A_1}{A_3}\right) \cdot \beta_3 \frac{R_3 \parallel R_f}{R_3 \parallel R_f + 2r_{\pi 3}},$$

căci $D_1$ și $T_3$ au arii egale și atunci $\beta_3 r_{d1} = r_{\pi 3}$.

De obicei $R_f \gg R_1, R_3$, iar $R_3 \gg 2r_{\pi 3}$, astfel încît

$$a_Z = -R_l \parallel R_f \left(\frac{R_1}{R_l \parallel R_f} + \frac{A_1}{A_3}\right) \beta_3.$$

Se va nota în continuare $a_Z = -\beta_3(R_l \parallel R_f) \cdot K$, unde $K > 1$. Deci

$$a_Z \cdot f_y \cong \beta_3 \frac{R_l}{R_l + R_f} \cdot K$$

și

$$A_Z = \frac{-K\beta_3 \dfrac{R_l R_f}{R_l + R_f}}{1 + K\dfrac{\beta_3 R_l}{R_l + R_f}} =$$

$$= \frac{-K\beta_3 R_l R_f}{R_l(1 + K\beta_3) + R_f} \cong -R_f,$$

pentru rezistențe de sarcină $R_l$ de ordinul kiloohmilor.

Rezultă

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s R_3} = \frac{A_Z}{R_3} = -\frac{R_f}{R_3}}$$

și deci pentru valorile considerate

$$A_v = -\frac{30}{6} = -5.$$

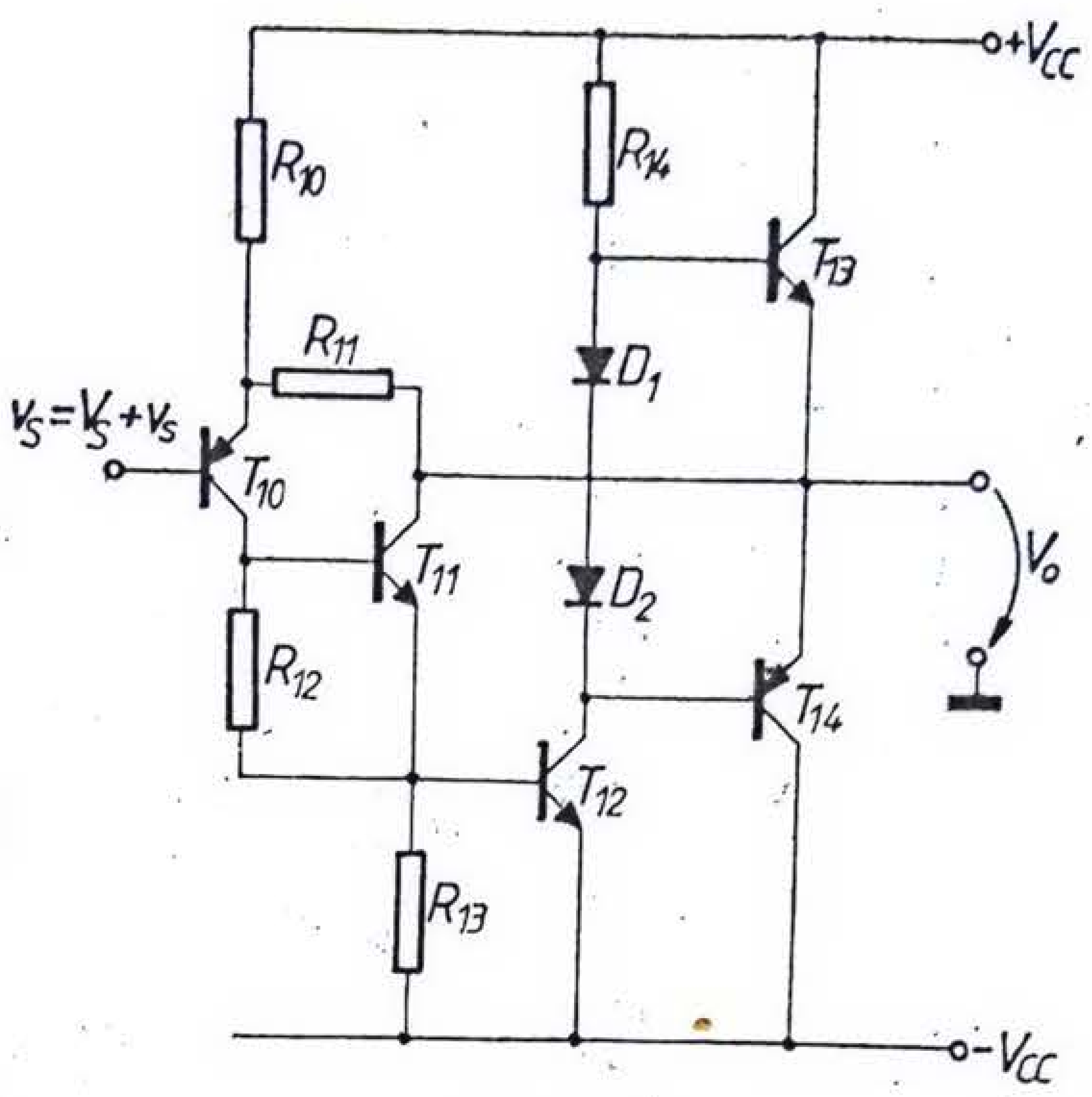



Fig. 2.38.

**2.24.** Etajul de ieșire al amplificatorului operațional MC 1533 are schema din figura 2.38. Să se explice funcționarea etajului și să se calculeze amplificarea în tensiune $V_o/V_s$.

*Soluție.* Etajul de ieșire lucrează în clasă AB. Curentul de repaus al tranzistoarelor finale este determinat de curentul prin $D_1$ și $D_2$.

Pentru excursii mici ale tensiunii de ieșire amplificarea este determinată în principal de tranzistoarele $T_{10}$ și $T_{11}$.

În figura 2.39 s-a redesenat circuitul de curent alternativ corespunzător unor tensiuni de ieșire mici. Rezultă

$$I_{10} \cong \frac{V_s}{R_{10}},$$

$$V_o = V_s - R_{11} I_{11},$$

$$-(I_{10} + I_{11})\,(R_{12} \,\|\, r_{\pi 11}) g_{m11} = +I_{11}.$$

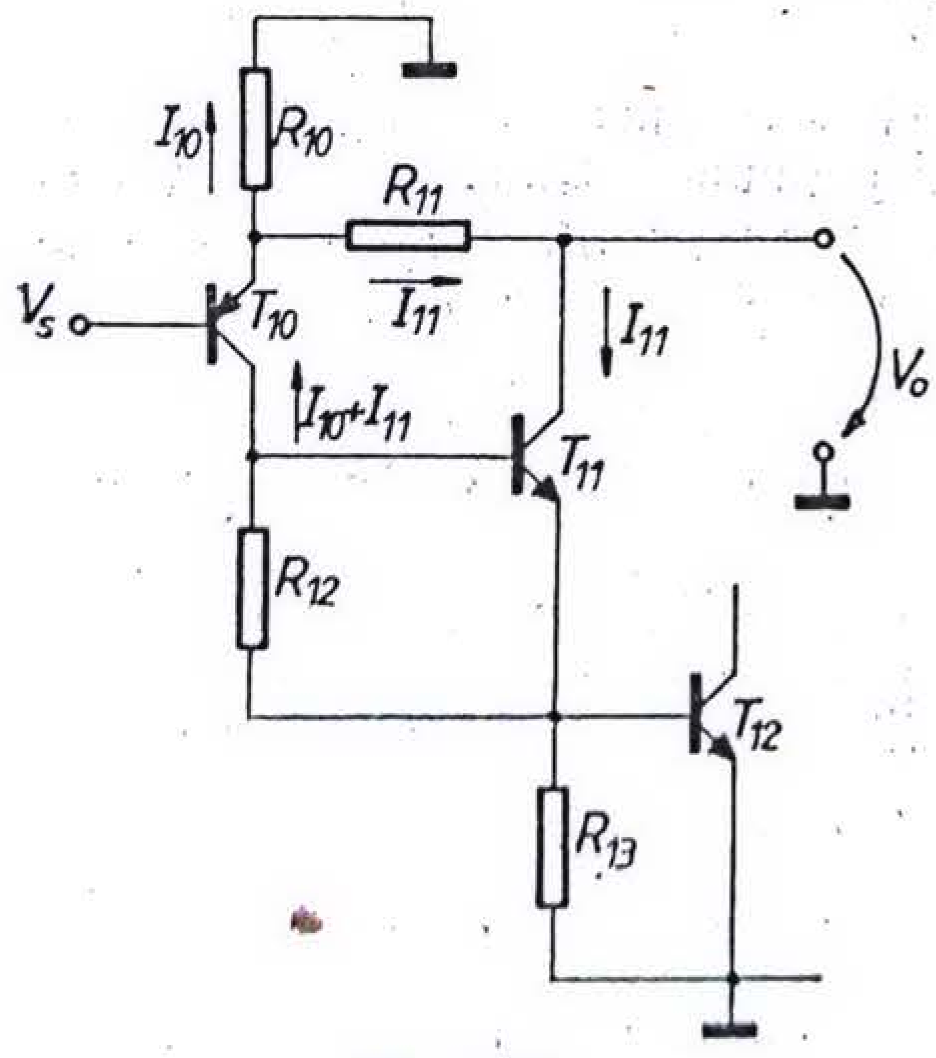



Fig. 2.39.

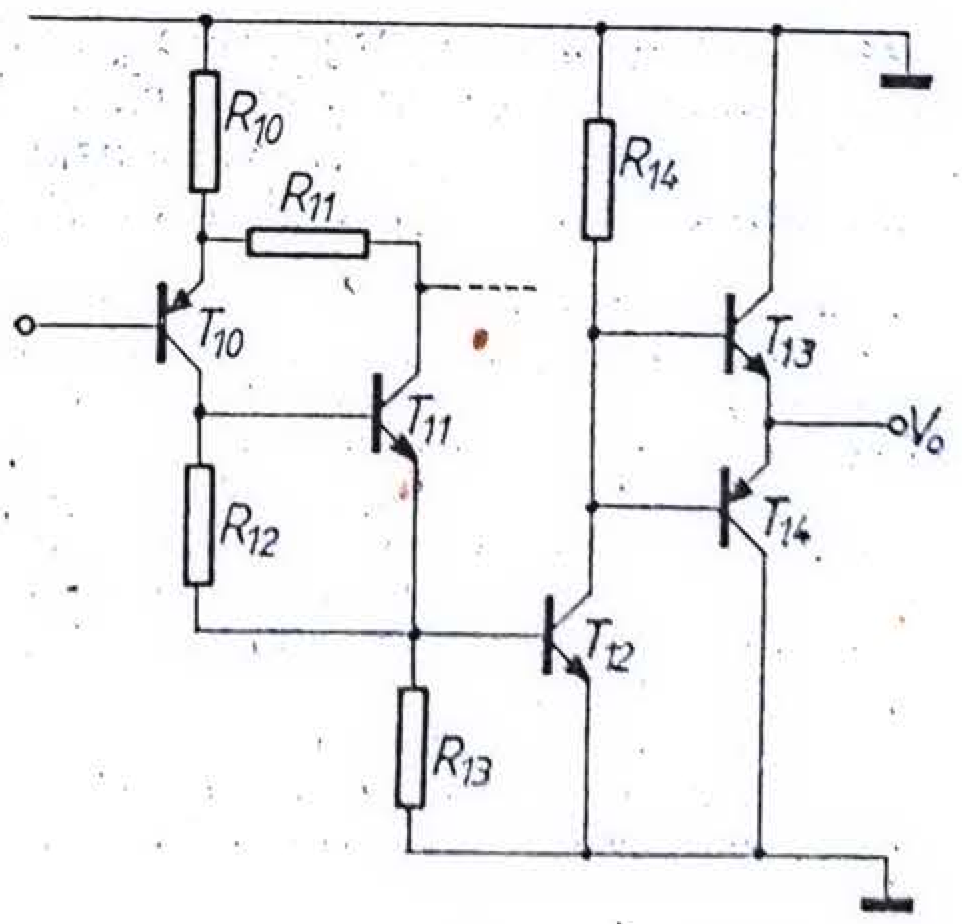



Fig. 2.40

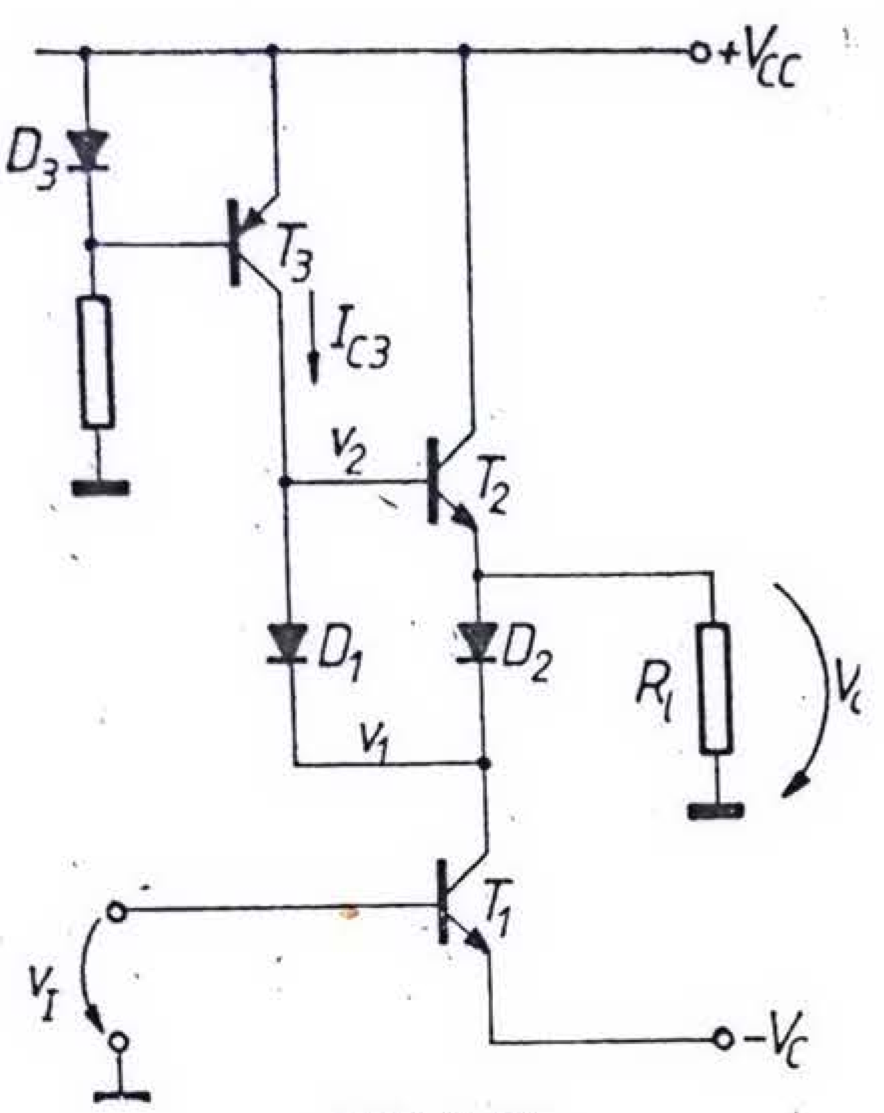



Fig. 2.41.

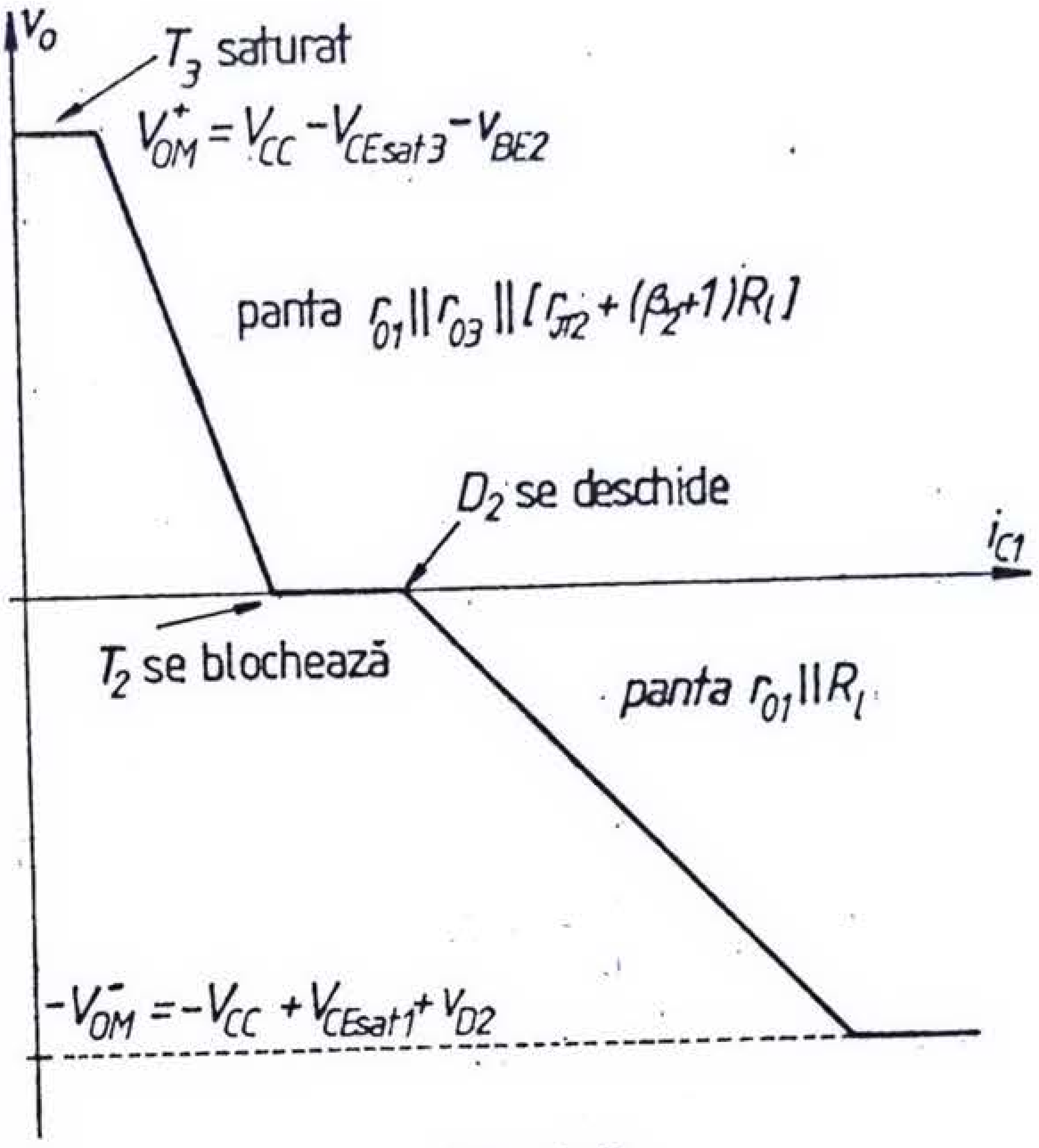



Fig. 2.42.

Se poate calcula amplificarea în tensiune, obținîndu-se

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{R_{11}}{R_{10}} \frac{\dfrac{\beta R_{12}}{R_{12} + r_{\pi 11}}}{1 + \dfrac{\beta R_{12}}{R_{12} + r_{\pi 11}}} \cong \frac{R_{11}}{R_{10}}.$$

Pentru semnale de ieșire mai mari, tranzistoarele $T_{13}$ și $T_{14}$ se deschid, deci circuitul de curent alternativ corespunzător are aspectul din figura 2.40.

Procedînd ca mai înainte se obține

$$A_v = \frac{\beta_0 R_{14}}{R_{10}}.$$

**2.25.** Se consideră etajul de ieșire de tip totem-pole* din figura 2.41. Să se traseze, în funcție de elementele schemei și parametrii tranzistoarelor, caracteristica de transfer $v_o = f(i_{C1})$. Se va considera că, pentru valori suficient de negative ale tensiunii de intrare, tranzistorul $T_3$ poate fi adus în saturație.

*Soluție.* Funcționarea schemei din figura 2.41 se bazează pe următoarele două observații:

– tranzistorul $T_1$ și dioda $D_1$ conduc tot timpul, deci lucrează în clasă A;

– tranzistorul $T_2$ și dioda $D_2$ nu pot conduce simultan, ci numai pe rînd, unul într-o semialternanță, celălalt în cealaltă semialternanță.

Se consideră inițial situația în care $v_I$ este suficient de negativ pentru ca $T_1$ să fie blocat. Aceasta înseamnă $i_{C_1} = 0$, deci diodele $D_1$ și $D_2$ de asemenea blocate. Ca urmare $I_{C_3}$, curentul oglinzii de curent $D_3T_3$, este injectat în totalitate în baza lui $T_2$, iar tensiunea de ieșire are valoarea pozitivă maxim posibilă, $V_{OM}^+ = V_{CC} - V_{CE\,sat_3} - v_{BE_2}$, deoarece prin datele enunțului tranzistorul $T_3$ poate fi adus la saturație.

Se consideră în continuare că tensiunea $v_I$ crește, producînd un curent $i_{C_1}$ de valoare finită. Aceasta înseamnă deschiderea diodei $D_1$, deoarece baza lui $T_2$, care așa cum s-a arătat conduce curent, este mai pozitivă decît emitorul său. Curentul $i_{C_1}$ va fi scos din curentul $I_{C_3}$ și va putea

* Totem-pole = cuvînt de origine engleză folosit pentru a desemna un etaj de ieșire, lucrînd în clasă B sau A–B, realizat cu tranzistoare de același tip alimentate în serie.

determina ieşirea lui $T_3$ din saturaţie. Ca urmare, tensiunea $v_2$ va scădea şi, deoarece $T_2$ lucrează ca repetor pe emitor, $v_o$ va scădea de asemenea.

Această situaţie în care $T_2$ conduce şi $D_2$ este blocată corespunde semialternanţei pozitive a tensiunii de ieşire. Panta corespunzătoare a caracteristicii de transfer este:

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta i_{C_1}} \cong \frac{\Delta v_2}{\Delta i_{C_1}} = r_{o3} \parallel r_{o1} \parallel [r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1) R_l],$$

iar caracteristica de transfer este reprezentată în figura 2.42.

Cînd $v_o = 0$, $i_{C2} = 0$. Aceasta înseamnă că tot curentul $I_{C_3}$ trece prin $D_1$. Dacă $i_{C_1}$ creşte în continuare, $v_o$ rămîne tot zero, dar $v_2$ continuă să scadă pînă ce ajunge şi ea zero. Aceasta înseamnă că $v_1$ este negativ şi egal în modul cu căderea de tensiune pe dioda $D_1$; ca urmare, dioda de putere $D_2$ se deschide. Situaţia în care $T_2$ e blocat şi $D_2$ conduce corespunde semialternanţei negative a tensiunii de ieşire. Panta corespunzătoare a caracteristicii de transfer este

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta i_{C_1}} = r_{o1} \parallel R_l,$$

avînd aspectul din figura 2.42.

Valoarea maximă a modulului tensiunii de ieşire negative este $V_{oM}^- = +V_{CC} - V_{CE\,sat_1} - V_{D_2}$.

**2.26.** Pentru schema din figura 2.41 să se determine, în funcţie de elementele schemei şi parametrii tranzistoarelor, valoarea curentului $I_{C3}$ astfel încît pentru tensiuni $v_I$ suficient de negative tranzistorul $T_3$ să poată fi adus în saturaţie.

*Soluţie.* Dacă tranzistorul $T_3$ ajunge să lucreze în saturaţie, tensiunea pozitivă de ieşire maximă este $V_{oM}^+ = V_{CC} - V_{CE\,sat_3} - v_{BE_2}$.

În aceste condiţii, după cum s-a arătat în problema precedentă, tranzistorul $T_1$ e blocat, diodele $D_1$ şi $D_2$ nu conduc şi deci tot curentul $I_{C_3}$ este injectat în baza lui $T_2$.

Tensiunea de ieşire $v_o$ este deci determinată de închiderea curentului de colector al lui $T_2$ prin $R_l$, deci $V_{oM} = I_{C2M} R_l = (\beta_2 + 1) I_{B_2M} R_l$.

Condiţia ca tranzistorul $T_3$ să poată fi adus în saturaţie este ca $I_{C_3} > I_{B_2M}$, ceea ce, ţinînd seama de relaţiile precedente, înseamnă

$$I_{C_3} > \frac{V_{CC} - V_{CE\,sat_3} - v_{BE_2}}{(\beta_2 + 1) R_l}.$$

**2.27.** Etajul de ieşire al amplificatorului operaţional MC1544 are schema din figura 2.43.

a. Să se explice funcţionarea schemei.

b. Să se calculeze în funcţie de elementele schemei şi de parametrii tranzistoarelor amplificarea în tensiune $V_o/V_s$ pentru tensiuni de ieşire pozitive şi pentru tensiuni de ieşire negative.

*Soluţie.* Se observă că suma tensiunilor $v_{BE}$ şi $v_D$ pe calea $T_5$, $T_6$ şi $D_3$ este $3v_{BE}$, în timp ce diodele $D_1$ şi $D_2$, permanent deschise, menţin această tensiune la $2V_{BE}$. Aceasta înseamnă că $T_6$ şi $D_3$ nu pot conduce simultan, ceea ce are drept prim efect existenţa unei zone moarte, avînd o lărgime egală cu $v_{BE}$, în caracteristica de transfer, similar schemei analizate în problema 2.26. Un alt efect este amplificarea asimetrică: astfel, pentru tensiuni de ieşire negative, $D_3$ conduce şi amplificarea corespunde

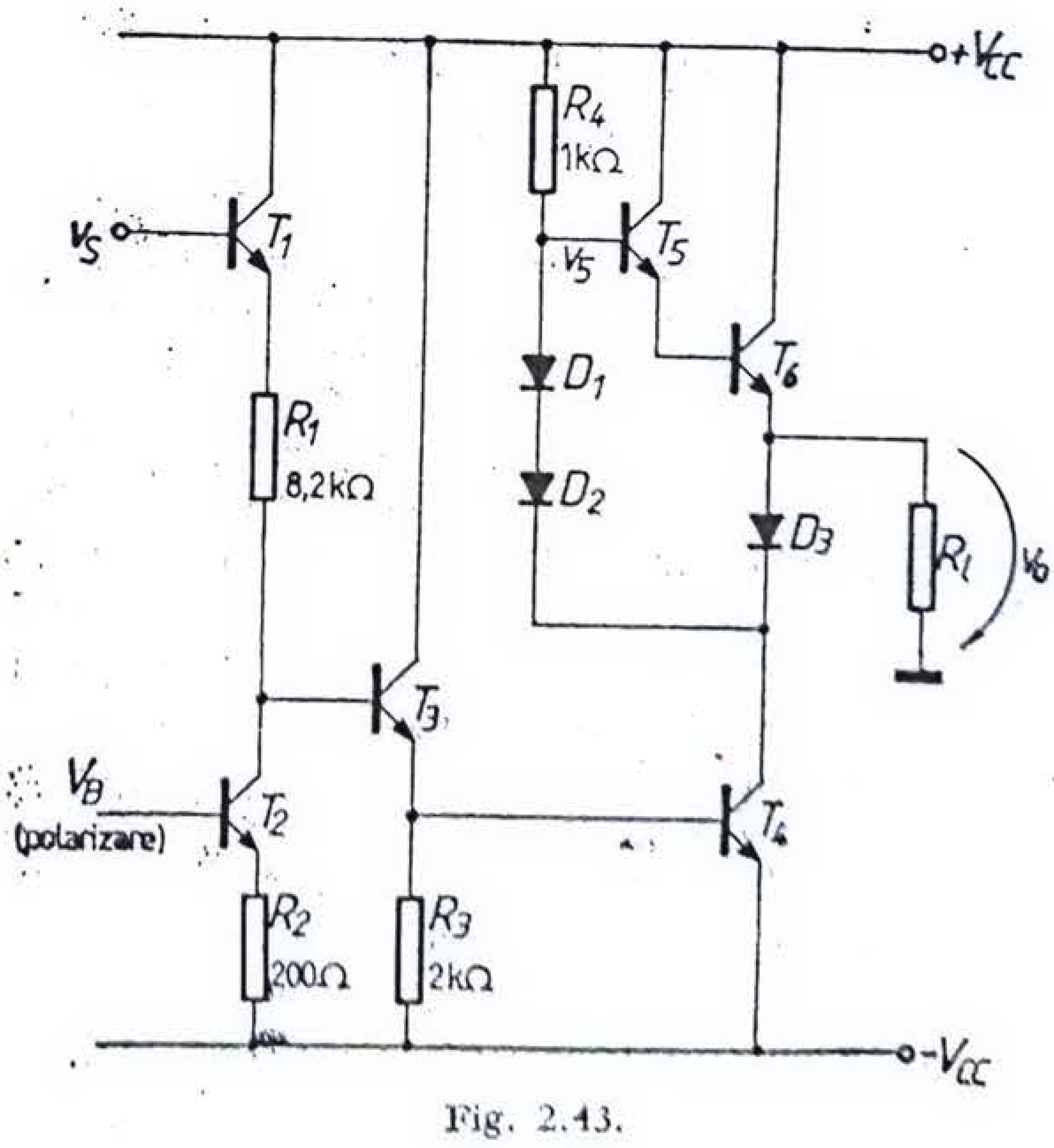


Fig. 2.43.

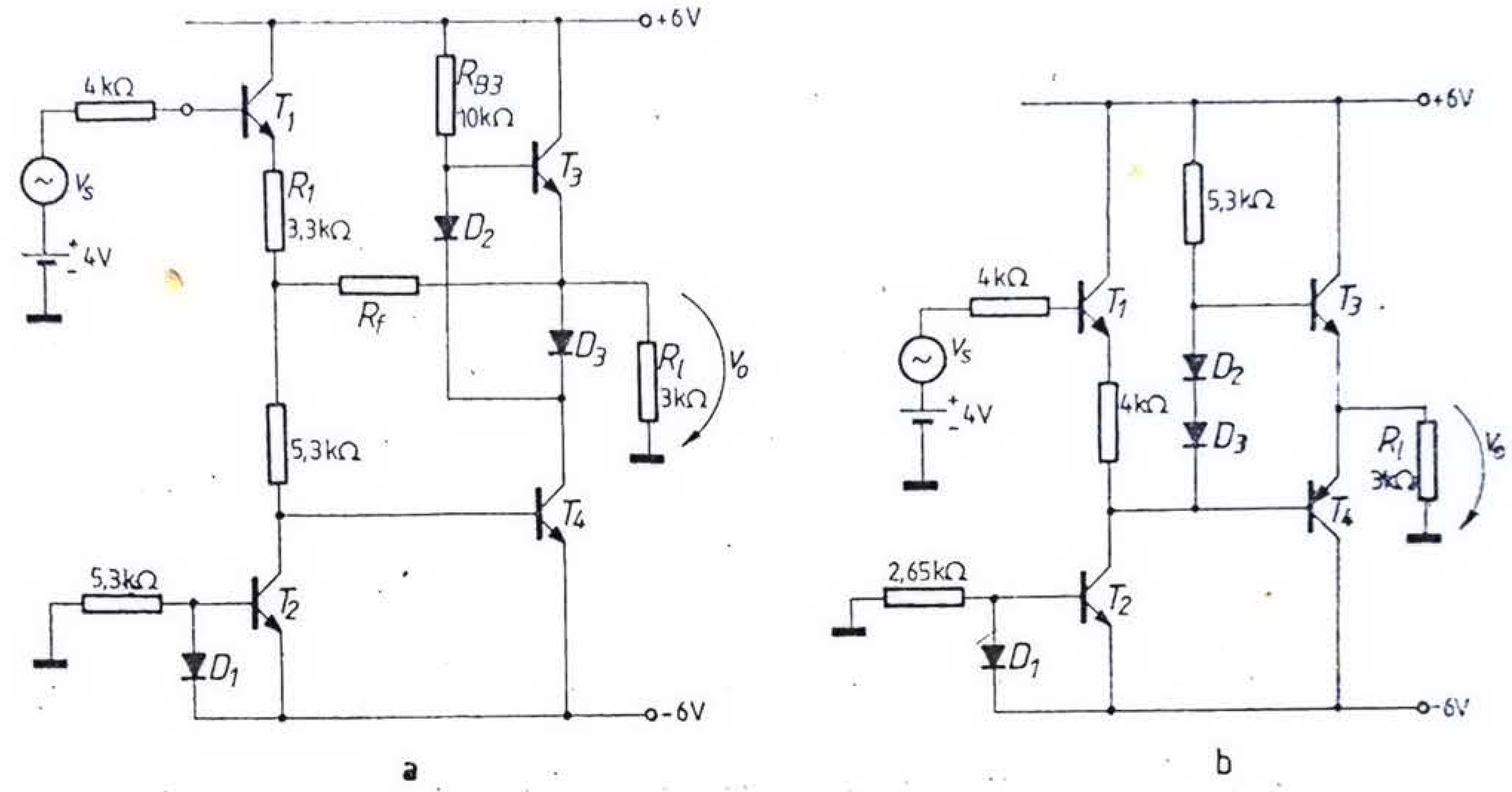



Fig. 2.44.

etajului cu emitorul comun realizat cu $T_4$, avînd drept sarcină $R_l$. Pentru tensiuni de ieșire pozitive, conduc $T_5$ și $T_6$, în conexiune de repetor; se repetă deci tensiunea din colectorul lui $T_4$, lucrînd în conexiunea cu emitorul comun, dar avînd drept sarcină în acest caz aproximativ $R_4$. Pentru $R_4 > R_l$, asimetria cîștigului în tensiune este pronunțată.

Amplificarea în tensiune corespunzătoare tensiunii de ieșire pozitive se determină considerînd deci $T_5$ și $T_6$ în conducție, iar $D_3$ blocată; ca urmare, $v_o^+ = v_5 = -i_{R4} R_4 = - i_{c4} R_4$. Dar

$$i_{c4} = \beta_4 i_{B4} \cong \beta_4 \frac{v_s}{R_1 + r_{\pi 3} + \beta_3(R_3 \parallel r_{\pi 4})} \beta_3 (R_3 \parallel r_{\pi 4}) \frac{1}{r_{\pi 4}} =$$

$$= \beta_4 \beta_3 \frac{R_3}{r_{\pi 4} + R_3} \frac{v_s}{R_1 + r_{\pi 3} + \beta_3(R_3 \parallel r_{\pi 4})}.$$

Dacă $r_{\pi 3} + \beta_3(R_3 \parallel r_{\pi 4}) \ll R_1$, rezultă

$$A_v^+ = \frac{v_o^+}{v_s} = - \frac{\beta_4 \beta_3 R_3 R_4}{R_1(r_{\pi 4} + R_3)} = - \frac{\beta^2 R_3 R_4}{R_1(r_{\pi 4} + R_3)}.$$

Amplificarea în tensiune corespunzătoare tensiunii de ieșire negative se determină considerînd $D_3$ deschisă și $T_5$ și $T_6$ blocate. Deosebirea față de cazul precedent constă în aceea că în acest caz sarcina lui $T_4$ nu mai este $R_4$, ci $R_l$, deci

$$A_v^- = \frac{v_o^-}{v_s} = - \frac{\beta^2 R_3 R_l}{R_1(r_{\pi 4} + R_3)}.$$

**2.28.** În figura 2.44 se indică două etaje de ieșire contratimp împreună cu etajele lor prefinale. Sursa de semnal de comandă este reprezentată sub forma unui circuit echivalent Thevenin. Se va presupune inițial $R_f = \infty$ în figura 2.44 a.

Toate diodele sînt tranzistoare în conexiune de diodă, avînd arii de emitor egale, cu excepția diodelor $D_2$ și $D_3$ din figura 2.44 b. Aceste două tranzistoare au arii de emitor de cinci ori mai mari.

Pentru fiecare etaj:

a. Să se descrie funcționarea etajului atît pentru semialternanța pozitivă cît și pentru semialternanță negativă a tensiunii de intrare.

b. Să se stabilească clasa de funcționare A, AB sau B.

c. Să se determine amplificarea în tensiune pentru ambele semialternanțe

d. Pentru circuitul din figura 2.44 a, se consideră $R_f = 20$ kΩ. Cît este amplificarea în tensiune a etajului? Cum afectează reacția negativă disimetria formei de undă de la ieșire?

Tranzistoarele au următorii parametri:

| | $\beta_0$ | $r_x(\Omega)$ | $r_o = r_\mu$ | $\lvert v_{BE}\rvert$ [V] |
|---|---|---|---|---|
| *npn* | 100 | 100 | ∞ | 0,7 |
| *pnp* | 30 | 200 | ∞ | 0,7 |

*Soluție.* Mai întîi pentru circuitul din figura 2·44, a, admițînd $R_f = \infty$, circuitul corespunzător are aspectul din figura 2.45.

Pentru $V_s = 0$ există un curent continuu prin $T_3$ și $T_4$, datorită rezistenței $R_{B3}$. Modul de conectare a diodelor $D_2$ și $D_3$ și valoarea relativ mare a rezistenței $R_{B3}$ fac ca acest curent prin $R_{B3}$ să fie curent de colector pentru $T_4$, iar $T_3$ să fie aproape blocat.

Pentru tensiuni de intrare pozitive, curentul de colector al lui $T_4$ crește, $T_3$ se blochează și $D_3$ se deschide. Tensiunea de ieșire evoluează spre minus.

Pentru tensiuni de intrare negative, curentul de colector al lui $T_4$ scade; $T_4$ merge spre blocare, $T_3$ începe să conducă, lucrînd ca repetor pe emitor, iar $D_3$ se blochează.

Rezultă că etajul lucrează practic în clasă B, asimetric, deoarece sarcina lui $T_4$ se schimbă în funcție de polaritatea tensiunii de comandă.

Amplificarea în tensiune corespunzătoare semialternanței de intrare pozitive se determină din figura 2.46, a, în care s-a considerat $T_3$ blocat, iar $D_2$ și $D_3$ în conducție. Rezultă

$$\frac{V_o^-}{V_s^+} = -\frac{1}{8{,}6\ \text{k}\Omega}\beta_4(10\ \text{k}\Omega \parallel 3\ \text{k}\Omega) = -27,$$

unde s-a neglijat $r_{\pi 4}$ față de 8,6 kΩ.

Pentru semialternanța negativă a tensiunii de intrare, $T_4$ și $D_2$ evoluează spre blocare, $D_3$ este blocată, iar $T_3$ conduce, după cum se arată în figura 2.46, b. Se obține

$$\frac{V_o^+}{V_s^-} = -\frac{1}{8{,}6}\beta_4\ 10\ \text{k}\Omega = -116.$$

Dacă rezistența $R_f = 20$ kΩ, se obține o configurație de reacție de tip paralel-paralel. Rezolvarea exactă a circuitului impune determinarea mărimilor specifice acestui tip de reacție ($f_y$, $a_z$ și $A_Z$).

Ținînd seama de rezultatele obținute pentru configurații asemănătoare (de exemplu figura 2.34), rezultă

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_f}{R_1} = -6{,}06.$$

Calculul exact, aplicînd teoria reacției, conduce la valoarea $A_v = -5{,}73$.

Se observă că, deoarece amplificarea în buclă închisă este determinată practic de raportul a două rezistențe, asimetria circuitului este puternic redusă prin aplicarea reacției.

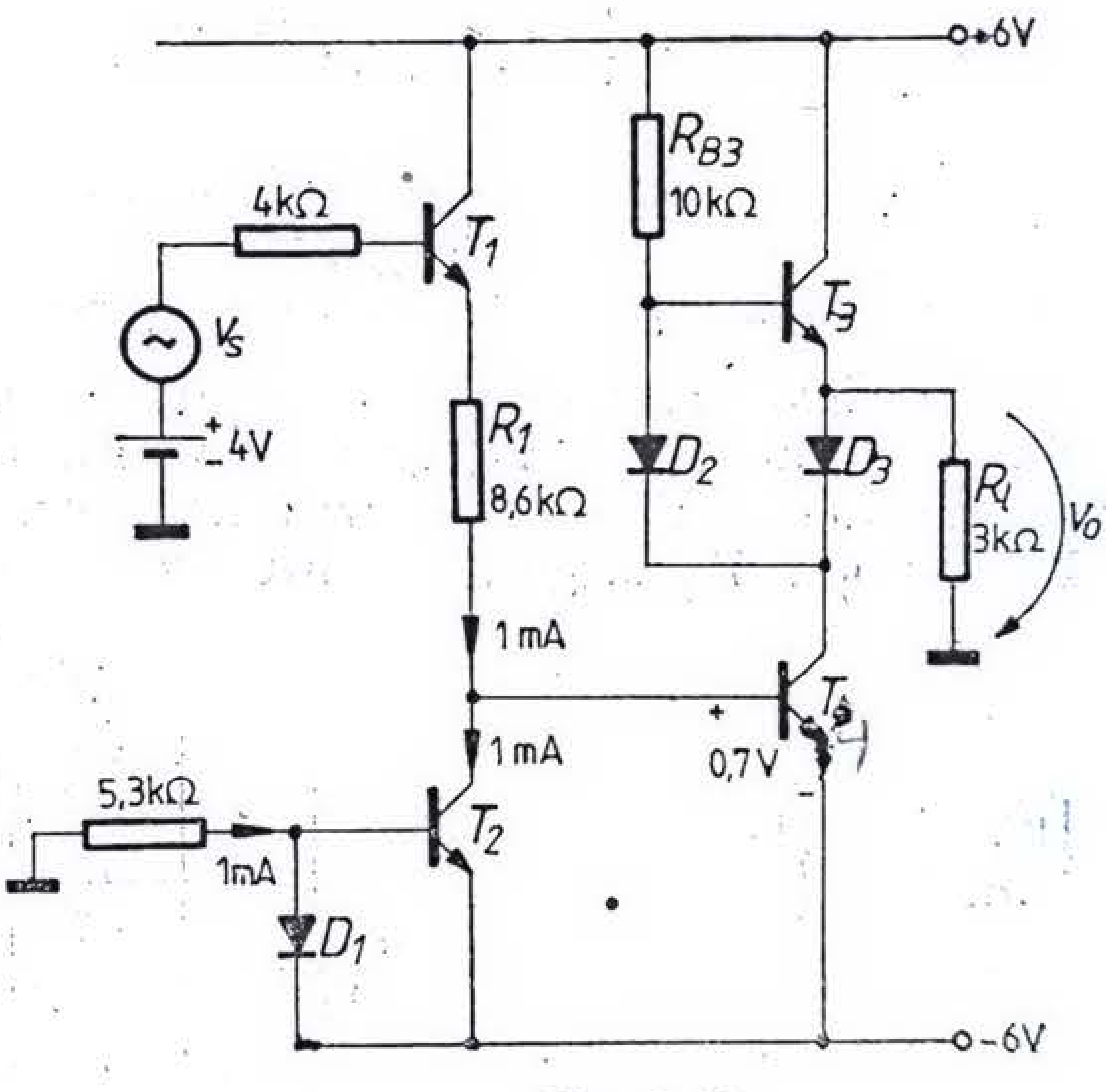



Fig. 2.45.

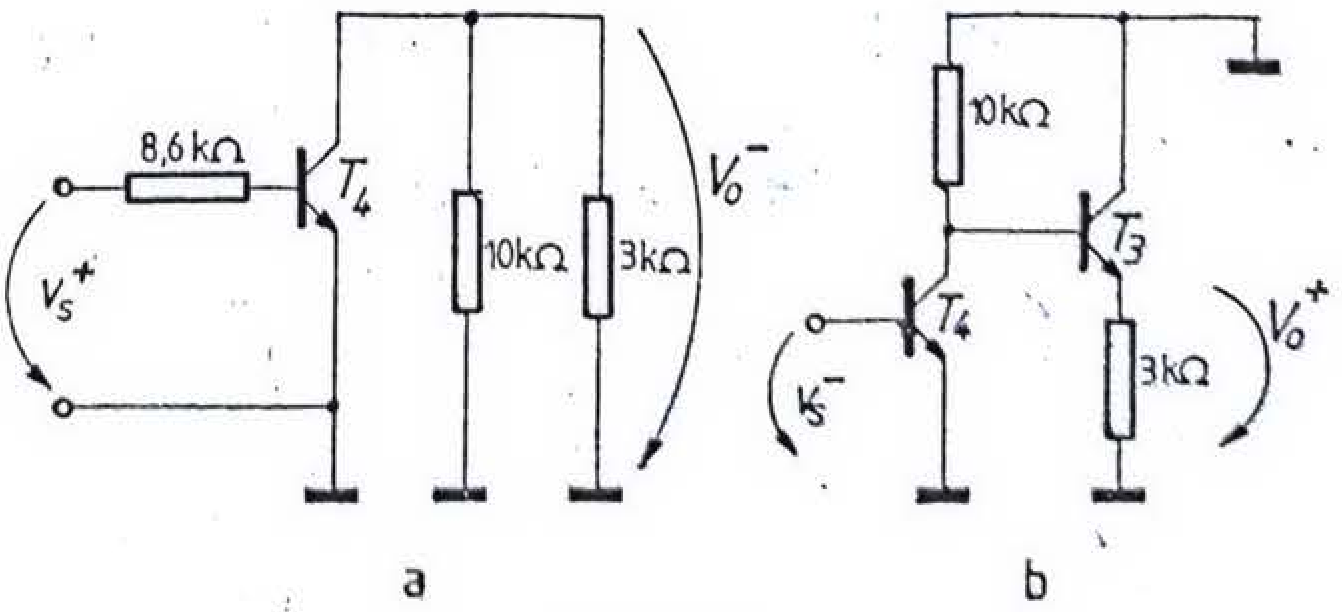



Fig. 2.46.

Schema din figura 2.44 b corespunde unui etaj de ieşire convenţional, cu tranzistoare complementare, lucrînd în contratimp. Datorită ariilor de emitor diferite, curentul de repaus al tranzistoarelor finale este

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{D2,3}}{5} = \frac{6-0,7}{5,3} \cdot \frac{1}{5} = 0,2 \text{ mA},$$

deci etajul lucrează în clasă A–B. Etajul de ieşire ca şi cel prefinal fiind repetoare, amplificarea în tensiune a schemei este determinată numai de rezistenţele din circuit, deci

$$a_v = \frac{V_o}{V_s} = + \frac{5,3 \text{ k}\Omega}{4 \text{ k}\Omega + 5,3 \text{ k}\Omega} = 0,57,$$

unde s-a considerat amplificarea în tensiune a repetoarelor egală cu 1.

2.29. Să se specifice modificările ce apar în funcţionarea schemei din figura 2.44 a, dacă valoarea rezistenţei $R_{B3}$ se modifică de la 10 kΩ la 1 kΩ şi dacă în serie cu $D_2$ se mai introduce încă o diodă identică.

*Soluţie.* Introducerea unei diode în plus în serie cu $D_2$ aduce etajul de ieşire ($T_3$ şi $D_3$) să lucreze în clasă AB, ceea ce reduce lărgimea zonei moarte a caracteristicii de transfer.

Modificarea valorii rezistenţei $R_{B3}$ atrage după sine modificarea valorii amplificării pentru ambele semialternanţe ale tensiunii de intrare. Utilizînd relaţiile de calcul din problema precedentă se obţine

$$\frac{V_o^-}{V_s^+} = -\frac{1}{8,6}\beta_4(1 \text{ k}\Omega \parallel 3,3 \text{ k}\Omega) = -8,8,$$

$$\frac{V_o^+}{V_s^-} = -\frac{1}{8,6}\beta_4 \, 1 \text{ k}\Omega = -12.$$

Rezultatul este important, obţinîndu-se o micşorare a asimetriei.

2.30. În figura 2.47 se indică schema etajelor finale şi prefinale ale amplificatorului audio de putere integrat TBA 790. Tranzistoarele $T_{17}$, $T_{18}$, $T_{19}$ şi $T_{20}$ se folosesc pentru realizarea polarizării tranzistoarelor $T_{15}$ şi $T_{21}$ ale etajului final. Tranzistorul $T_{16}$ asigură curentul de emitor al lui $T_{15}$. Tensiunea continuă pe terminalul de ieşire 12 este $V_{CC}/2$.

Să se arate că circuitul de polarizare utilizat permite obţinerea unei excursii, a tensiunii de ieşire negative, limitată doar de tensiunea de saturaţie colector-emitor a lui $T_{23}$.

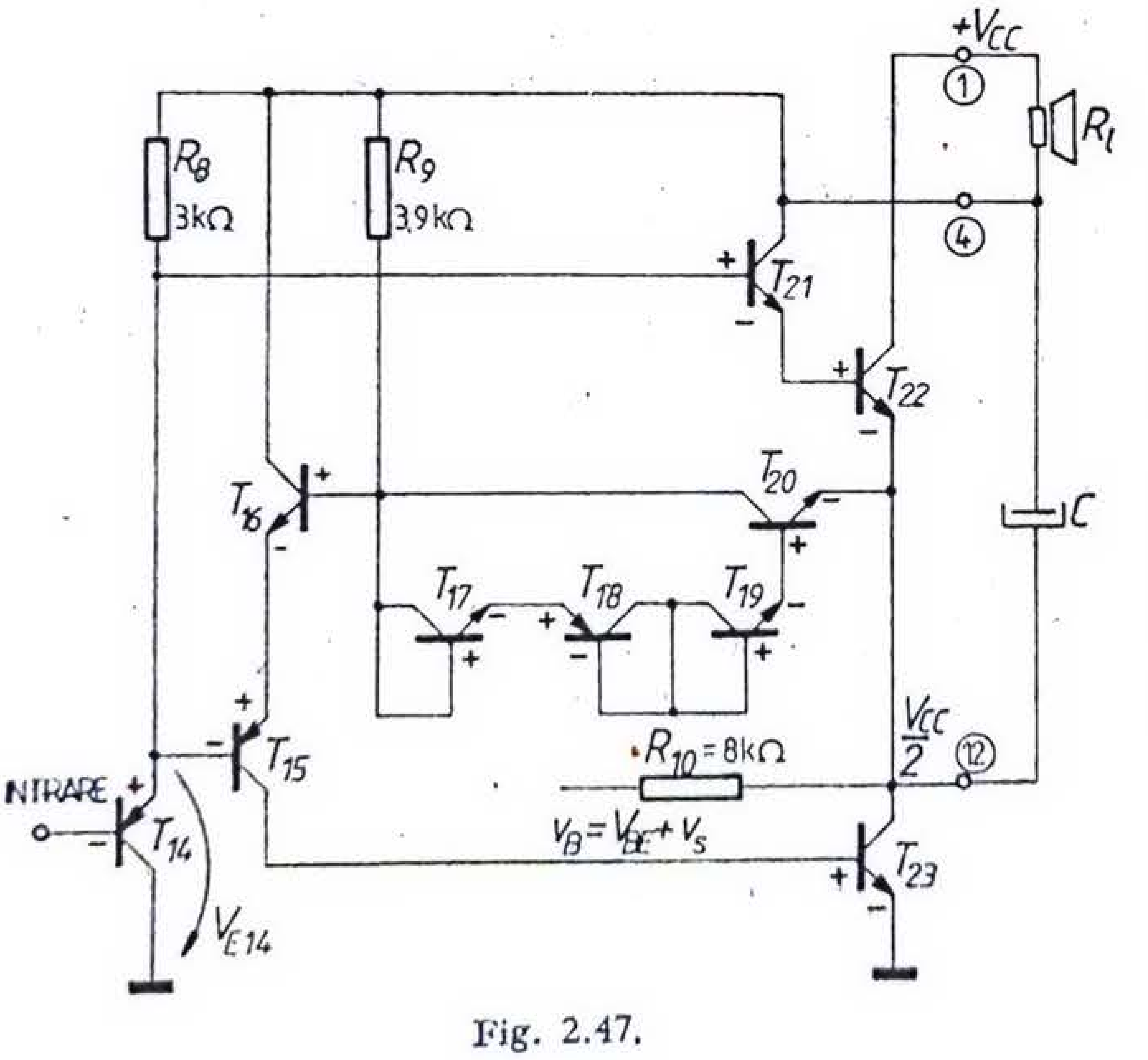


Fig. 2.47.

*Soluţie.* Posibilitatea saturării tranzistorului $T_{23}$ se datorează plasării circuitului de polarizare între emitorul tranzistorului de ieşire $T_{15}$ şi colectorul lui $T_{23}$.

Tensiunea bază colector a lui $T_{23}$ este

$$V_{BC23} = |V_{BE20}| + |V_{BE19}| + |V_{BE18}| + |V_{BE17}| - |V_{BE16}| - |V_{BE15}| - |V_{E14}| + |V_{BE23}|.$$

Admițînd tensiunile bază emitor egale în modul, rezultă $V_{BC\,23} = 3\,|\,V_{BE}\,| - V_{E14}$.

Pentru ca tranzistorul $T_{23}$ să se satureze, trebuie ca joncțiunea sa bază-colector să fie polarizată direct, deci $V_{BC}$ să devină pozitiv; ținînd seama de relația precedentă, aceasta înseamnă $V_{E14} < 3\,|\,V_{BE}|$, condiție evident realizabilă. Cînd $T_{23}$ se saturează puternic, avem $V_{E14} \simeq 2\,|\,V_{BE}\,| + V_{CE\,sat}$, deci tranzistorul prefinal $T_{14}$ continuă să lucreze în regiunea activă normală, chiar pentru situația limită a semialternanței negative a tensiunii de ieșire.

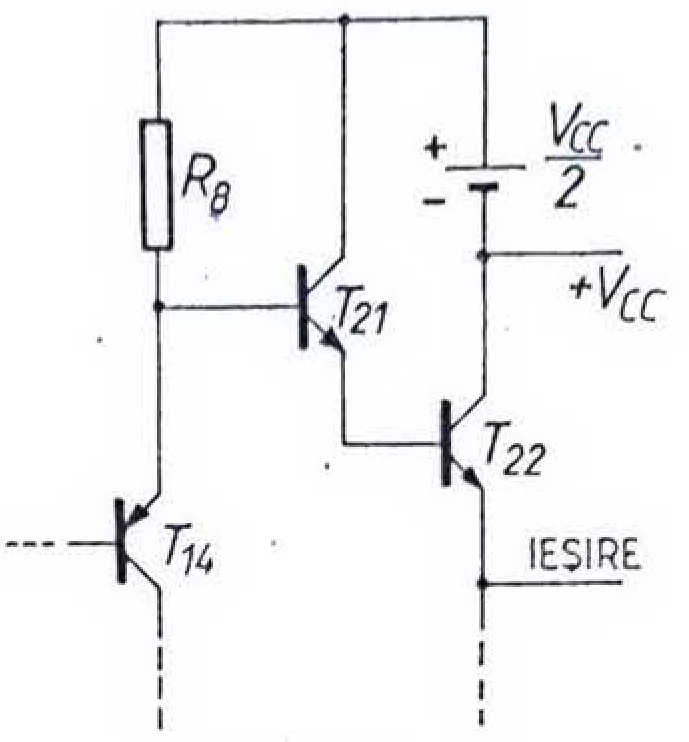


Fig. 2.48.

**2.31.** Să se determine valoarea maximă a semialternanței pozitive a tensiunii de ieșire pentru conexiunea bootstrap cu sarcina $R_l$ legată la plus, așa cum se arată în figura 2.47.

*Soluție.* În absența semnalului, tensiunea pe terminalul de ieșire 12 este $V_{CC}/2$; pe terminalul 4 se regăsește chiar tensiunea de alimentare, deci condensatorul $C$ se va încărca la tensiunea

$$V_C = V_4 - V_{12} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2}.$$

Dacă constanta de timp asociată condensatorului $C$ este suficient de mare comparativ cu perioada semnalului de intrare, se poate considera $V_C = \text{constant} = \frac{V_{CC}}{2}$, ceea ce permite redesenarea schemei așa cum se arată în figura 2.48, pentru semialternanța pozitivă a tensiunii de ieșire. Se poate scrie:

$$V_{BC22} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{BE}.$$

Pentru ca $T_{22}$ să se satureze, trebuie ca $V_{BC22} > 0$, deci din relația precedentă rezultă $\frac{V_{CC}}{2} > V_{BE}$.

**2.32.** Să se arate că valoarea curentului de repaus prin tranzistoarele finale $T_{22}$ și $T_{23}$ ale etajului final din figura 2.47 este independentă de factorii de amplificare în curent ai tranzistoarelor *pnp* și *npn* care intervin în schemă. Se va considera că între curentul de emitor și tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor există o dependență de forma

$$I_E = I_S\left(\exp\frac{|\,V_{BE}\,|}{kT} - 1\right),$$

unde curentul de saturație este $I_S = j_s \cdot A$, $j_s$ fiind densitatea curentului de saturație, aceeași pentru toate tranzistoarele de același tip, iar $A$ aria emitorului. Se admite că toate tranzistoarele de același tip au același factor de amplificare în curent, respectiv $\beta_{npn}$ și $\beta_{pnp}$, și că acești factori de amplificare în curent au valori mai mari ca 10.

*Soluție.* Pentru ochiul care conține tranzistoarele finale $T_{15}$, $T_{21}$, $T_{22}$ și circuitul de polarizare din figura 2.47 se poate scrie $|\,V_{BE17}\,| + |\,V_{BE18}| + |\,V_{BE19}\,| + |\,V_{BE20}\,| = |\,V_{BE16}\,| + |\,V_{BE15}\,| + |\,V_{BE21}\,| + |V_{BE22}\,|$. Deoarece $|\,V_{BE}\,| = \frac{kT}{q}\ln\frac{I_E}{j_s \cdot A}$, rezultă

$$\ln\frac{I_{E17}}{j_{sn}A_{17}} + \ln\frac{I_{E18}}{j_{sp}A_{18}} + \ln\frac{I_{E19}}{j_{sn}A_{19}} + \ln\frac{I_{E20}}{j_{sn}A_{20}} =$$

$$= \ln\frac{I_{E16}}{j_{sn}A_{16}} + \ln\frac{I_{E15}}{j_{sp}A_{15}} + \ln\frac{I_{E21}}{j_{sn}A_{21}} + \ln\frac{I_{E22}}{j_{sn}A_{22}},$$

unde indicele $n$ s-a pus pentru tranzistoarele *npn*, iar indicele $p$ pentru tranzistoarele *pnp*.

Relația precedentă poate fi rescrisă sub forma

$$\frac{I_{E17}I_{E18}I_{E19}I_{E20}}{A_{17}A_{18}A_{19}A_{20}}=\frac{I_{E16}I_{E15}I_{E21}I_{E22}}{A_{16}A_{15}A_{21}A_{22}}.$$

Interesează obținerea unei expresii pentru curentul prin tranzistoarele finale, deci $I_{E22}$. Se observă că

$$I_{E17}=I_{E18}=I_{E19}=\frac{I_{E20}}{\beta_{npn}+1}\cong\frac{I_{E20}}{\beta_{pnp}}.$$

De asemenea

$$I_{E21}=\frac{I_{E22}}{\beta_{npn}+1}\cong\frac{I_{E22}}{\beta_{npn}}$$

și

$$I_{E16}=I_{E15}\cong I_{C15}=I_{B23}\cong\frac{I_{E23}}{\beta_{npn}},$$

unde s-a putut neglija 1 față de $\beta$, ținînd seama că prin datele problemei $\beta>10$.

În nodul de ieșire se poate scrie $I_{E23}=I_{E22}+I_{E20}-I_{R10}$. Dar

$$I_{E20}=I_{R9}=\left(\frac{V_{CC}}{2}-4\,|V_{BE}|\right)\frac{1}{R_9}.$$

De asemenea, în repaus $v_s=0$ și deci

$$I_{R9}=\left(\frac{V_{CC}}{2}-V_{BE}\right)\frac{1}{R_{10}};$$

deoarece $I_{E20}-I_{R10}<0{,}1\,I_{E22}$ pentru valorile din schema a rezistoarelor, rezultă că $I_{E23}\cong I_{E22}$, ceea ce permite, prin înlocuiri succesive, obținerea următoarei expresii a curentului de repaus prin tranzistoarele finale:

$$I_{E22}=I_{R9}\left[\frac{A_{15}A_{16}A_{21}A_{22}}{A_{17}A_{18}A_{19}A_{20}}\right]^{1/4}.$$

Deci curentul de repaus nu depinde de valoarea factorilor de amplificare $\beta$ ai tranzistoarelor, ci numai de raportul ariilor lor de emitor.

**2.33.** Se consideră un etaj de ieșire contratimp clasă B lucrînd pe sarcină reactivă, ceea ce are drept efect existența unui defazaj $\varphi$ între tensiunea de ieșire $v_o$ și curentul de ieșire $i_o$, deci $v_o=V_o\sin(\omega t+\varphi)$, iar $i_o=I_o\sin\omega t$.

Se notează $V_o/I_o=R_l$ și $V_o/E_C=K$, mărimea $K$ reprezentînd factorul de utilizare a tensiunii de alimentare. Să se calculeze puterea medie debitată în sarcină, puterea absorbită de la cele două surse de alimentare, puterea medie disipată de cele două tranzistoare finale și valoarea maximă a puterii medii disipate, precum și randamentul etajului.

*Soluție.* Se pot scrie următoarele expresii:

– puterea în sarcină

$$P_u=\frac{1}{2}V_oI_o=\frac{1}{2}K^2\frac{V_{CC}^2}{R_l}\cos\varphi; \tag{2.33}$$

– puterea absorbită de la sursele de alimentare

$$P_A=2V_{CC}\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}I_o\sin\omega t\,\mathrm{d}(\omega t)=\frac{2}{\pi}K\frac{V_{CC}^2}{R_l}; \tag{2.34}$$

– puterea medie disipată de ambele tranzistoare

$$P_{DT}=P_A-P_u=\frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}^2}{R_l}\left(K-\frac{\pi}{4}K^2\cos\varphi\right); \tag{2.35}$$

— valoarea maximă a puterii medii disipate $\left(\text{pentru } K = \frac{2}{\pi \cos \varphi}\right)$

$$P_{DT\,Max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_l \cos \varphi}; \qquad (2.36)$$

— randamentul

$$\eta = \frac{\pi}{4} K \cos \varphi = 0{,}785\ K \cos \varphi. \qquad (2.37)$$

**2.34.** În figura 2.49 se indică schema etajelor final și prefinal ale amplificatorului operațional MC 1539.

a. Să se determine curentul de repaus prin tranzistoarele finale; se va admite că toate tranzistoarele sînt identice, iar diodele $D_1$, $D_2$ și $D_3$ sînt tranzistoare în conexiune de diodă.

b. Cît este valoarea amplificării în tensiune în gol? Se consideră că impedanța dinamică a sarcinii active realizată cu $T_6$ este de 300 kΩ.

c. Să se explice rolul diodelor $D_4$ și $D_5$. Care este valoarea limită a curentului de ieșire?

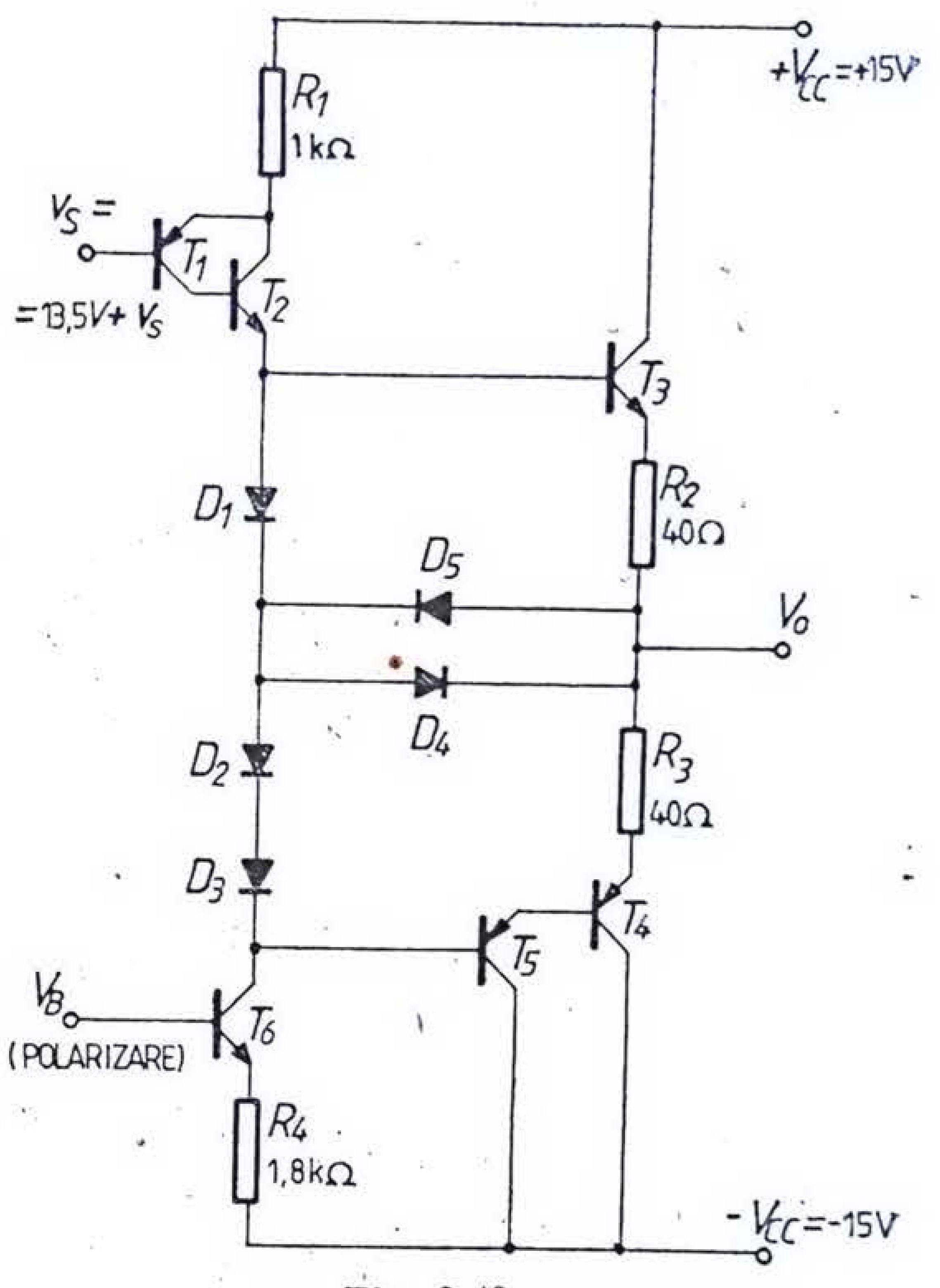



Fig. 2.49.

*Soluție.* Etajul de ieșire lucrează în clasă AB, polarizarea tranzistoarelor finale fiind realizată prin diodele $D_1$, $D_2$ și $D_3$. Diodele $D_4$ și $D_5$ sînt blocate pentru funcționarea normală a etajului; ele realizează o limitare a curentului de ieșire în caz de suprasarcină.

Curentul de repaus prin $T_2$, $D_1$, $D_2$, $D_3$ și $T_6$ este determinat de tensiunea de polarizare de 13,5 V aplicată pe baza lui $T_1$, deci

$$I_{C_2} = \frac{15 - 13{,}5 - 0{,}7}{1} = 0{,}8\,\text{mA}.$$

Scriind legea lui Kirchoff pentru ochiul care conține diodele $D_1$, $D_2$ și $D_3$ și joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor $T_3$, $T_4$ și $T_5$, rezultă

$$\frac{3kT}{q} \ln \frac{I_{C6}}{I_{S6}} = \frac{3kT}{q} \ln \frac{I_{C3}}{I_{S3}} + I_{C3}(R_2 + R_3).$$

Căderea de tensiune pe rezistențele $R_2$ și $R_3$ poate fi neglijată datorită valorii mici a acestor rezistențe; de asemenea, tranzistoarele fiind identice, $I_{S6} = I_{S3}$ și deci $I_{C6} \simeq I_{C3} = 0{,}8$ mA.

Într-adevăr, pentru $I_{C3} = 0{,}8$ mA căderea de tensiune pe $R_2$ și $R_3$ este de numai 64 mV, neglijabilă față de aproximativ $3 \cdot 0{,}7 = 2{,}1$ V cît este căderea de tensiune pe diodele $D_1$, $D_2$ și $D_3$.

Cîștigul etajului în gol este determinat numai de etajul prefinal,

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = \frac{300}{1} = 300.$$

Diodele $D_4$ și $D_5$ realizează protecția la suprasarcină.

Într-adevăr, din emitorul lui $T_3$ există două căi de conducție spre nodul de ieșire. Pentru semialternanța pozitivă o cale este prin $T_3$ și $R_2$, iar cealaltă prin $D_1$ și $D_4$. Cînd suma căderilor de tensiune $V_{BE3}$ și $I_o R_2$ este mai mare ca $2V_{BE\,on} \simeq 1{,}4$ V, $T_3$ este șuntat de calea $D_1$, $D_4$ care „fură" din curentul de bază al lui $T_3$. Deci valoarea limită a curentului de ieșire este

$$I_o \leqslant \frac{V_{BE}}{R_2} = \frac{0{,}7\,\text{mA}}{0{,}04} = 17{,}5\ \text{mA}.$$

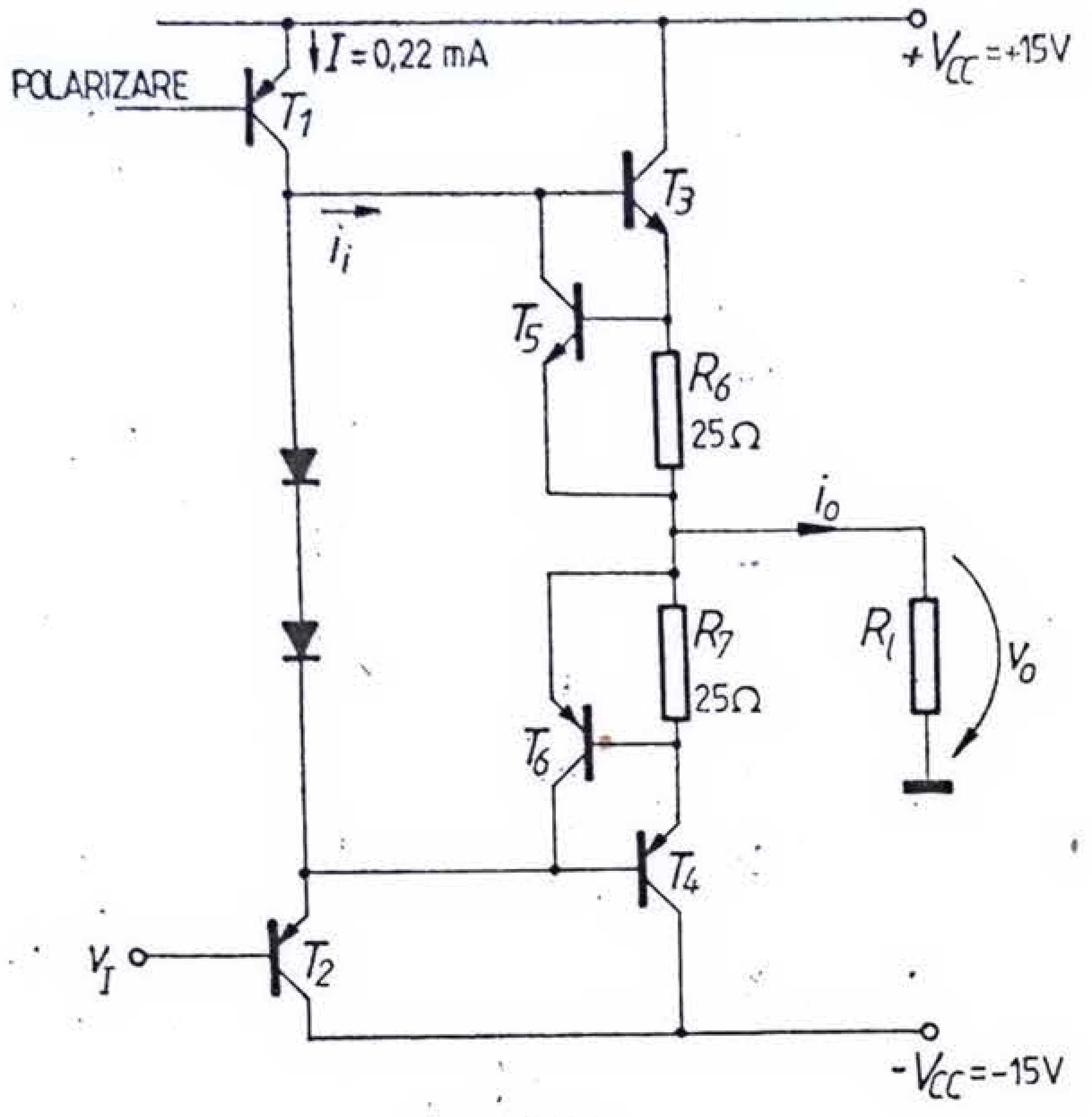



Fig. 2.50.

**2.35.** În figura 2.50 se indică schema simplificată a etajului de ieșire și a etajului prefinal corespunzînd amplificatorului operațional μA 741. Tranzistoarele $T_5$ și $T_6$ realizează protecția la suprasarcină.

a) Să se calculeze puterea maximă disipată de $T_3$ în condițiile unui scurtcircuit la ieșire în lipsa tranzistorlui de protecție $T_5$. Se consideră $\beta_3 = 500$.

b) Să se explice funcționarea circuitului de protecție realizat cu $T_5$ și $T_6$.

*Soluție*. Situația cea mai defavorabilă corespunde valorii pozitive a lui $v_I$ pentru care $T_2$ se blochează. În acest caz tot curentul de 0,22 mA este injectat în baza lui $T_3$ dînd naștere unui curent de colector $I_{C3} = \beta_3 \cdot 0{,}22 = 500 \cdot 0{,}22 = 110$ mA.

Deoarece ieșirea este în scurtcircuit, avem $v_{CE3} = V_{CC} = 15$ V, deci puterea disipată de $T_3$ este $P_{D3} = I_{C3} V_{CE3} = 15\ \text{V} \cdot 110\ \text{mA} = 1{,}65$ W, ceea ce determină distrugerea lui $T_3$.

Pentru limitarea curentului de ieșire se introduc circuitele de protecție realizate de $T_5$ și $R_6$, respectiv $T_6$ și $R_7$.

Pentru curenții de ieșire relativ mici, căderea de tensiune pe rezistențele $R_6$ și $R_7$ este mică și tranzistoarele $T_5$ și $T_6$ sînt blocate. Dacă valoarea curentului de ieșire crește peste o anumită limită $T_5$ și $T_6$ încep să conducă și preiau o parte din curentul de colector al lui $T_1$. Acest curent trece deci în sarcină fără a mai fi multiplicat prin β al lui $T_3$, realizîndu-se astfel limitarea curentului de ieșire.

**2.36.** Pentru schema din figura 2.50 să se traseze caracteristica de transfer $i_o = f(i_i)$ în condiții de scurtcircuit la ieșire, dacă $I_{S5} = 10^{-14}$ A.

*Soluție*. Se utilizează circuitul din figura 2.51 pentru care: $i_i = i_{c5} + i_{b3}$, $i_{c5} = I_{S5} \exp \dfrac{v_{BE5}}{V_T}$, $v_{BE5} = i_{c3} R$.

Însă $i_{c3} = \beta_3 \cdot i_{b3} = \beta_3 (i_i - i_{c5})$, deci $i_{c3} = \beta_3 \left( i_i - I_{S5} \exp \dfrac{i_{c3} R}{V_T} \right)$ sau

$$i_{c3} + \beta_3 I_{S5} \exp \frac{i_{c3} R}{V_T} = \beta_3 i_i. \tag{2.38}$$

În figura 2.52 s-a reprezentat dependența curentului $i_{c3} = i_o$ de $i_i$.

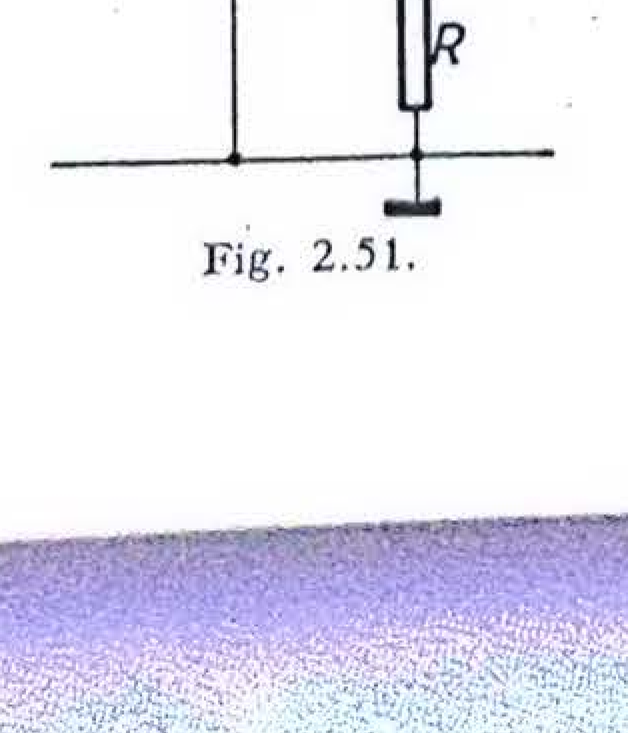



Fig. 2.51.

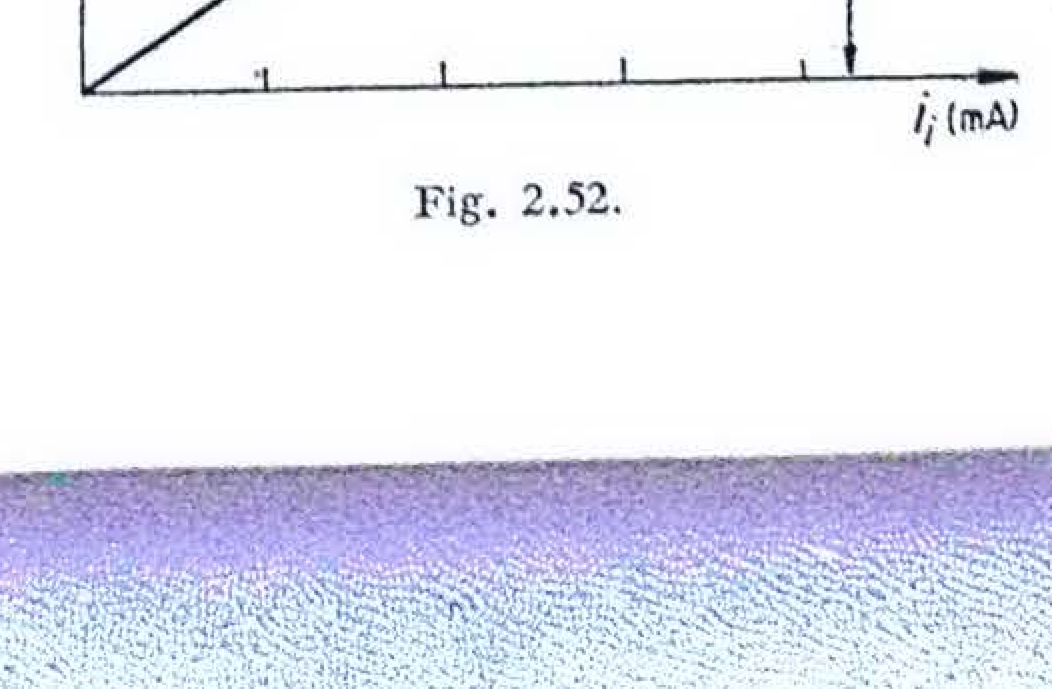



Fig. 2.52.

Al doilea termen din partea stîngă a ecuației 2.38 se datorează tranzistorului $T_5$ și dacă el este neglijabil, atunci $i_{c3} = \beta_3 i_i$, după cum era de așteptat.

Așa cum reiese din figura 2.52, acest rezultat este valabil pentru curenți de ieșire sub 20 mA. Pentru curenți de ieșire mai mari, mergînd pînă la comanda maximă, care în cazul schemei analizate este de 0,22 mA, curentul de ieșire se limitează la 24 mA.

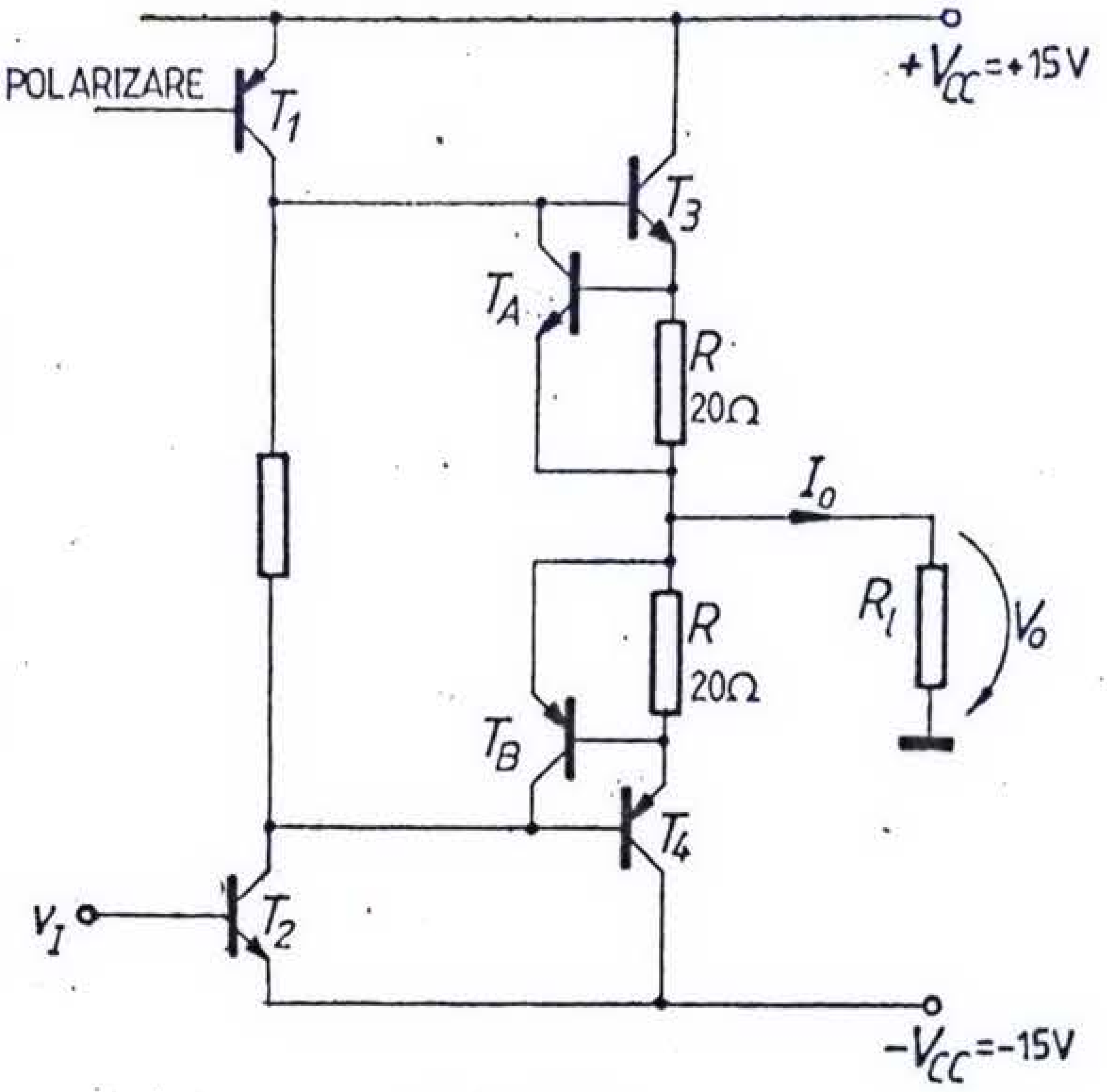



Fig. 2.53.

**2.37.** Să se traseze estimativ dependența tensiunii de ieșire maxime de valoarea rezistenței de sarcină $R_l$ pentru etajul de ieșire prevăzut cu protecție la suprasarcină, din figura 2.53.

Se admite $V_{CE\,sat} = 0{,}2$ V și se consideră că tranzistorul de protecție se deschide brusc pentru $v_{BE} = 0{,}6$ V.

*Soluție.* Pentru o funcționare normală, tranzistoarele $T_A$ și $T_B$ sînt blocate, deoarece căderea de tensiune pe rezistențele $R = 20\ \Omega$, este sub tensiunea de deschidere $v_{BE}$ a joncțiunilor bază-emitor.

Deci pentru valori relativ mari ale rezistenței de sarcină, pentru care $T_A$ și $T_B$ sînt blocate, limitarea tensiunii de ieșire este determinată de tensiunea de alimentare $V_{CC}$, tensiunea de saturație a lui $T_1$ respectiv $T_2$ și tensiunea bază-emitor a lui $T_3$ respectiv $T_4$, deci $V'_{o\,Max} = V_{CC} - V_{CE\,sat} - V_{BE} \cong 14$ V.

Tranzistoarele $T_A$ și $T_B$ se deschid pentru

$$I_o = \frac{V_{BE}}{R} = \frac{0{,}6\ \text{V}}{0{,}02} = 30\ \text{mA},$$

ceea ce corespunde unei rezistențe de sarcină

$$R_{l\,\min} = \frac{V_{O\,\text{Max}}}{30} = \frac{14}{30} \cong 500\ \Omega;$$

deci pentru valori ale lui $R_l < R_{l\,\min}$, tensiunea de ieșire maximă este limitată la valoarea $V'_{oM} = R_l \cdot 0{,}03$ și deci dependența tensiunii de ieșire maxime de valoarea rezistenței de sarcină are aspectul din figura 2.54.

**2.38.** În figura 2.55 se arată schema unui etaj de ieșire prevăzut cu protecție la scurtcircuit atașat amplificatorului operațional LM 143. Tranzistoarele finale au $\beta = 100$. Se admite $V_D = V_{BE} = 0{,}7$ V.

a. Admițînd o rezistență de sarcină variabilă, să se determine puterea maximă disipată de tranzistoarele finale. Care este rolul diodelor $D_1 - D_4$?

b. Să se estimeze valoarea maximă a puterii disipate instantanee de către amplificatorul operațional, știind că acesta are un etaj de ieșire clasă B și neglijînd consumul celorlalte etaje.

c. Să se determine valoarea rezistenței de sarcină minime $R_{l\,\min}$ pentru care circuitul funcționează liniar. Admițînd că tensiunea de ieșire maximă

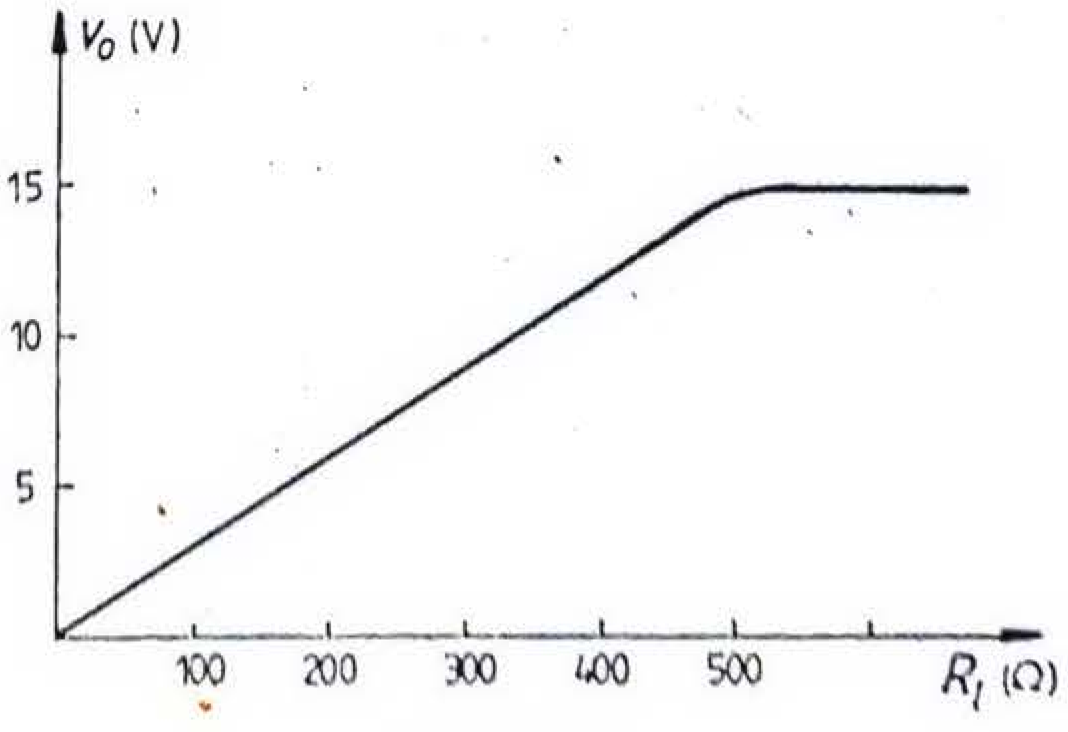



Fig. 2.54.

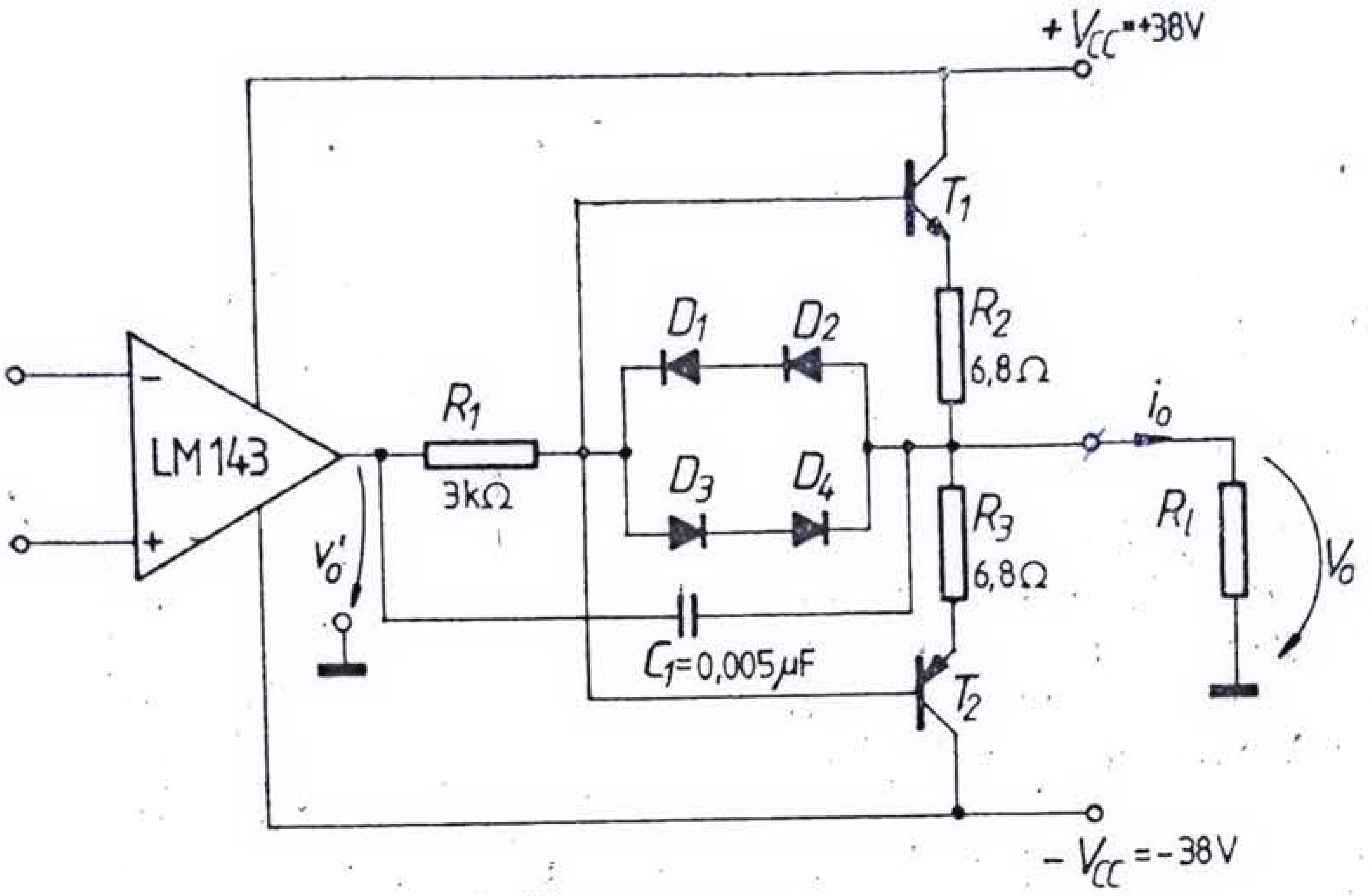



Fig. 2.55.

din amplificatorul operațional corespunzătoare unei funcționări liniare este aproximativ 37 V, care este valoarea maximă a amplitudinii tensiunii în sarcina $R_{l\,min}$?

*Soluție*. Situația cea mai defavorabilă este cea corespunzătoare scurtcircuitării ieșirii la masă, pentru care

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CE\,Max} = 38\ \text{V},$$

dacă se neglijează căderea de tensiune pe rezistența de 6,8 Ω din emitor.

Dacă în această situație polaritatea tensiunii aplicate la intrare determină conducția tranzistorului $T_1$, căderea de tensiune pe $R_2$ deschide diodele $D_1 - D_2$, care pentru o funcționare normală sînt blocate. Deci $2V_D - V_{BE} - R_2 I_{C1M} = 0$. Rezultă valoarea maximă a curentului de colector a lui $T_1$

$$I_{C1M} = \frac{V_D}{R_2} = \frac{0{,}7}{6{,}8} = 103\ \text{mA}.$$

Ca urmare, puterea maximă disipată de tranzistorul $T_1$ este limitată la valoarea $P_{D1M} = V_{CE1M} I_{C1M} = 38 \cdot 0{,}103 = 4$ W.

În cazul scurtcircuitării ieșirii la masă, în funcție de polaritatea tensiunii de comandă, diodele $D_1 - D_2$ sau $D_3 - D_4$ sînt deschise și deci amplificatorul operațional lucrează pe sarcina $R_1 = 3$ kΩ, după cum se arată în figura 2.56 a. Tranzistorului care conduce din etajul final al amplificatorului operațional îi corespunde caracteristica dinamică din figura 2.56, b, în care

$$I'_{OM} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{38\ \text{V}}{3\ \text{k}\Omega} = 12{,}7\ \text{mA}.$$

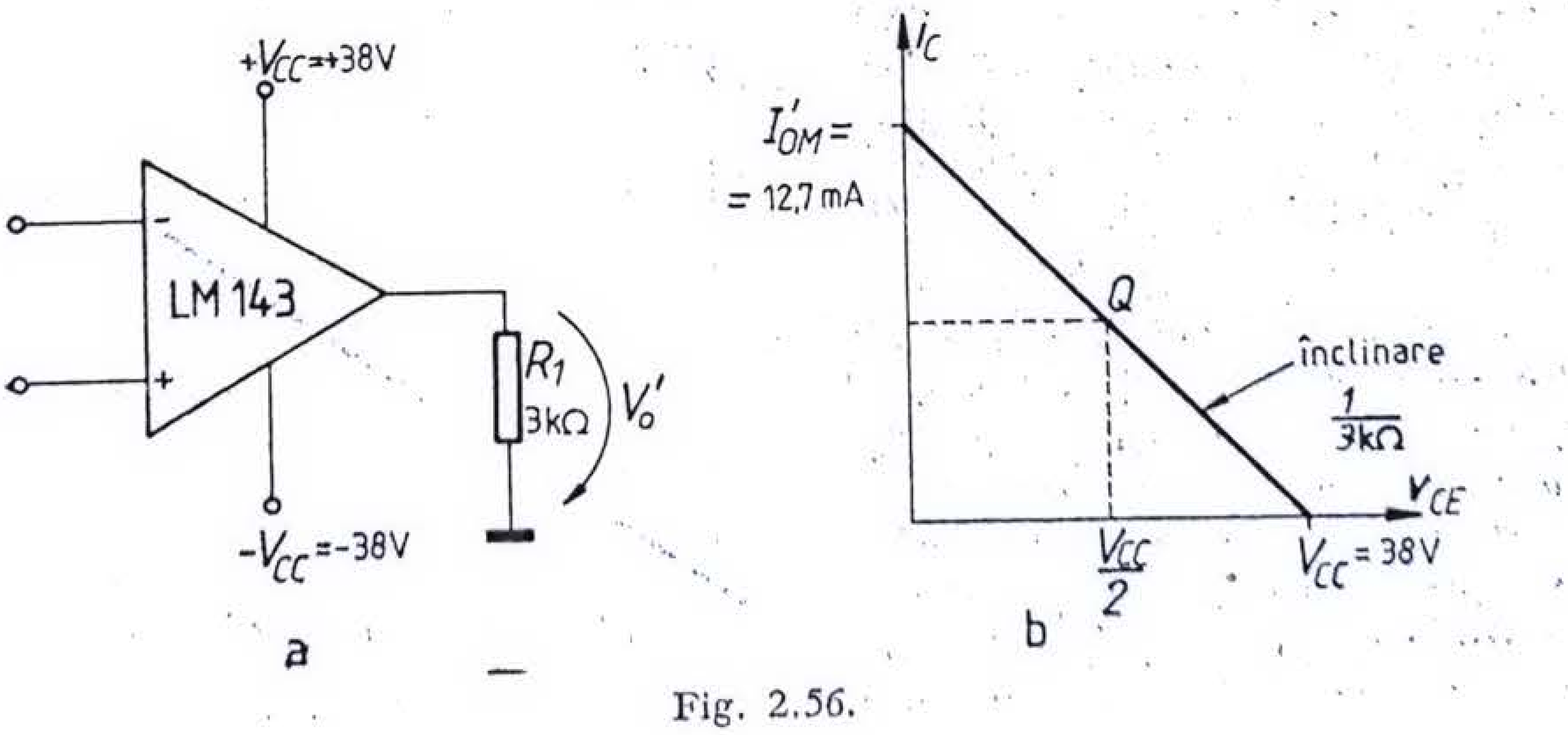



Fig. 2.56.

Puterea instantanee disipată de acest tranzistor este maximă în punctul median al caracteristicii dinamice, deci

$$p_{DM} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{I'_{OM}}{2} = 19 \cdot 6{,}35 = 120{,}65 \text{ mW}.$$

După cum s-a arătat, pentru ca circuitul să funcționeze normal trebuie ca $V_{R_2} < 0{,}7$ V, respectiv $I_0 R_2 < 0{,}7$ V, deci

$$I_{OM} = \frac{0{,}7}{R_2} = \frac{0{,}7}{6{,}8} = 103 \text{ mA}.$$

Tensiunea de ieșire maximă din amplificatorul operațional, corespunzătoare unei funcționări liniare, poate fi exprimată astfel: $V'_{OM} = I_{B1M} R_1 + V_{BE} + V_{R_2} + V_{OM}$. Rezultă valoarea maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionate din circuitul considerat, $V_{OM} = 37 - 1 \cdot 3 - 0{,}7 - 0{,}7 = 37 - 4{,}4 = 32{,}6$ V, iar $R_{l\,min} = \frac{V_{OM}}{I_{OM}} = \frac{32{,}6 \text{ V}}{0{,}1 \text{ A}} = 326\ \Omega$.

**2.39.** Pentru circuitul din figura 2.57 se cere:

a. Să se explice rolul diodelor $D_1 - D_4$?

b. Care este rolul diodelor $D_5 - D_8$?

c. Să se calculeze valoarea rezistenței $R_8$, astfel încît curentul maxim prin sarcină să fie de aproximativ 1 A. Se admite $V_D = |V_{BE}| = 0{,}7$ V.

d. Să se estimeze puterea instantanee maximă disipată de amplificatorul operațional în cele mai grele condiții, știind că acesta are un etaj de ieșire clasă B. Se va neglija consumul celorlalte etaje ale amplificatorului operațional.

e. Să se determine valoarea minimă a rezistenței de sarcină pentru care circuitul funcționează liniar. Admițînd că tensiunea de ieșire maximă din amplificatorul operațional, corespunzătoare unei funcționări liniare, este de aproximativ 37 V, cît este valoarea maximă a tensiunii în rezistența de sarcină $R_{l\,min}$? ($\beta_{1,3} = \beta_{2,4} = 2\,000$).

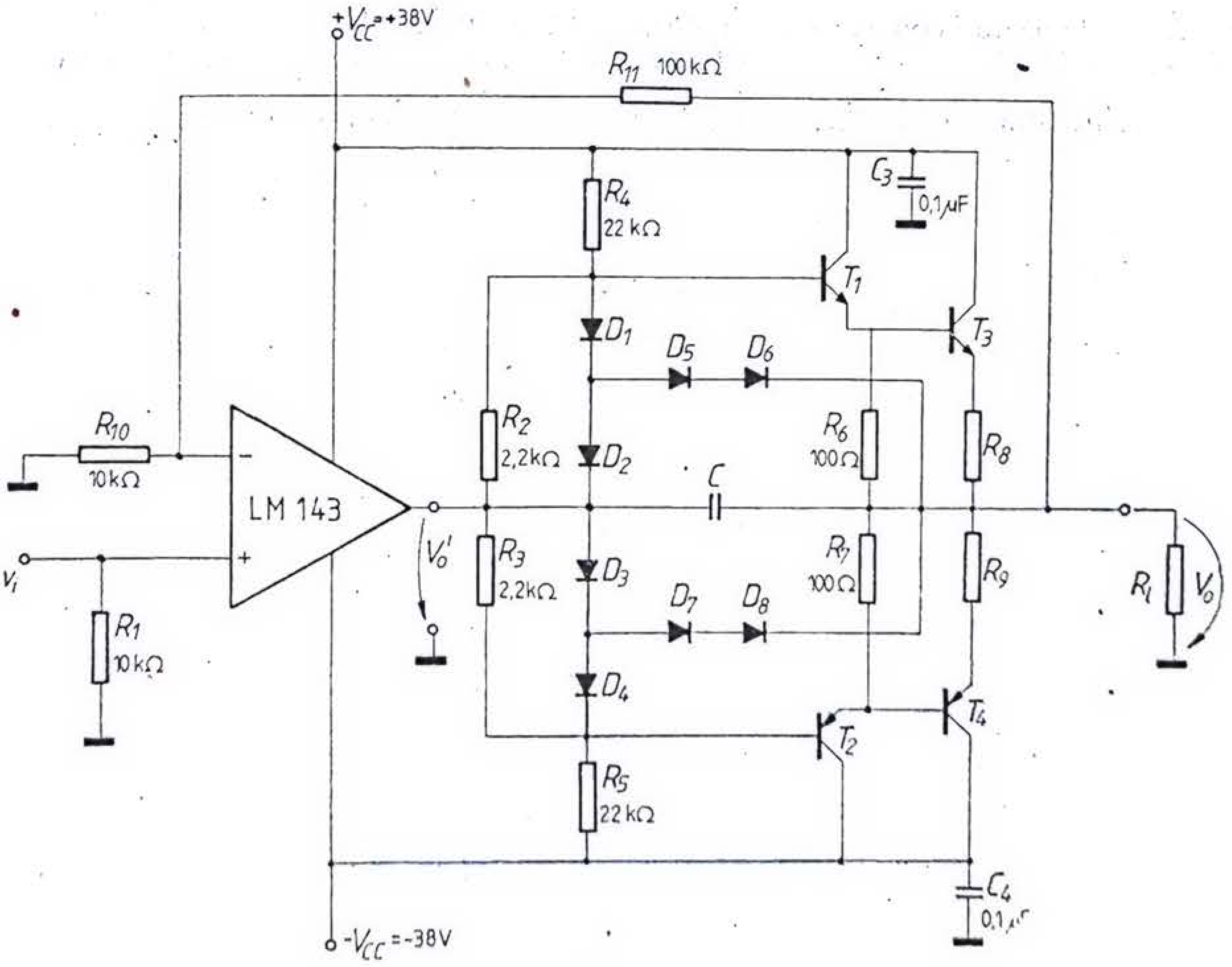



Fig. 2.57.

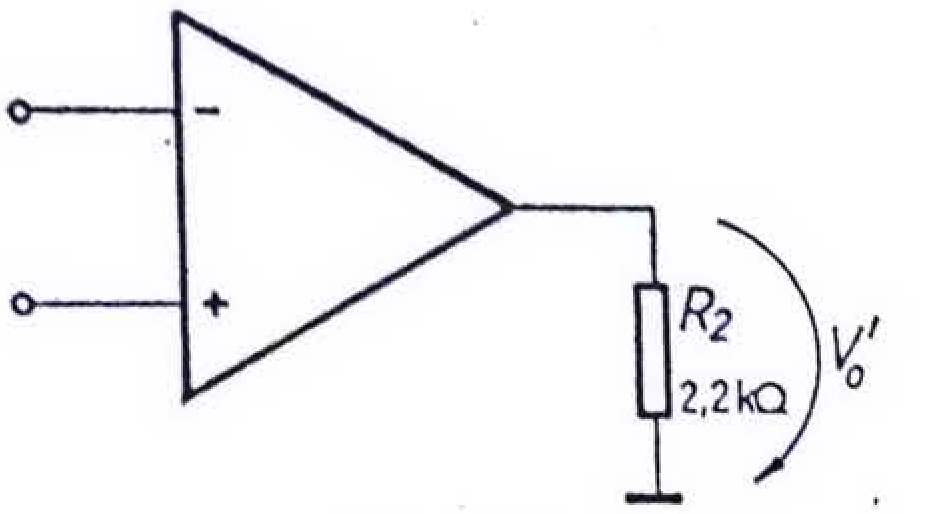



Fig. 2.58.

*Soluție.* Diodele $D_1 - D_4$ realizează polarizarea bazelor tranzistoarelor finale asigurînd funcționarea acestora în clasă AB, pentru micșorarea distorsiunilor de trecere.

Diodele $D_5 - D_8$ în funcționarea normală sînt blocate. Ele se deschid pentru supracurent prin sarcină. Grupul $D_1$, $D_5$, $D_6$ șuntează tranzistoarele $T_1$ și $T_3$ pentru tensiuni de ieșire pozitive, iar $D_4$, $D_7$ și $D_8$ șuntează tranzistoarele $T_2$ și $T_4$, pentru tensiuni de ieșire negative.

Limitarea curentului de ieșire se produce atunci cînd căderea de tensiune la bornele rezistenței $R_8$ sau $R_9$ depășește $V_D = 0,7$ V.

Într-adevăr, în condiții de supracurent la ieșire, pentru ochiul care conține joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor $T_1$ și $T_3$ (sau $T_2$ și $T_4$) și diodele $D_1$, $D_5$ și $D_6$ (sau $D_4$, $D_7$ și $D_8$) se poate scrie $3V_D = V_{BE1} + V_{BE3} + R_8 I_{OM}$, deci $V_D = R_8 I_{OM}$, rezultînd

$$R_8 = \frac{V_D}{I_{OM}} = \frac{0,7\ \text{V}}{1\ \text{A}} = 0,7\ \Omega.$$

În condiții de scurtcircuit la ieșire, diodele $D_1$, $D_5$ și $D_6$ sînt deschise, deci amplificatorul operațional are ca sarcină rezistența $R_2$ așa cum se ilustrează în figura 2.58. În aceste condiții, după cum s-a expus în problema precedentă, valoarea maximă a puterii instantanee disipate de unul din tranzistoarele etajului final al amplificatorului operațional este

$$p_{DM} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{I'_{OM}}{2} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{2R_2} = 164\ \text{mW}.$$

După cum s-a arătat, pentru ca circuitul să func ioneze liniar, trebuie ca $V_{R8} < V_D$, $R_8 I_o < V_D$. Rezultă

$$I_{OM} = \frac{V_D}{R_8} = \frac{0,7}{0,7} = 1\ \text{A}.$$

Tensiunea de ieșire maximă prin amplificatorul operațional, corespunzătoare unei funcționări liniare, este $V'_{OM} = 2V_D + 2V_{BE} + V_{R8} + V_{OM}$. Rezultă valoarea maximă corespunzătoare pentru tensiunea de ieșire din circuit $V_{OM} = 37 - 1,4 - 1,4 - 0,7 = 33,5$ V, iar $R_{l\,min} = \frac{33,5}{1\ \text{A}} \cong 33\ \Omega$.

*Capitolul 3*

# AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE. STRUCTURI INTERNE INTRODUCERE TEORETICĂ

*Amplificatorul operațional* este un amplificator diferențial de curent continuu, cu cîștig mare în tensiune. Aceasta înseamnă că un amplificator operațional ideal ar trebui să aibă o amplificare în tensiune infinită, impedanță de intrare infinită și impedanță de ieșire zero. La aceste caracteristici se adaugă o bandă de frecvențe infinită, tensiune de intrare de decalaj zero, o insensivitate totală față de variațiile surselor de alimentare și a semnalelor de intrare de mod comun, revenire instantanee de saturație.

Amplificatoarele operaționale reale diferă de cele ideale. Erorile introduse de aceste abateri pot fi apreciate în funcție de o serie de parametri caracteristici care sînt precizați în continuare.

*Curentul de polarizare* $I_B$ este media aritmetică a celor doi curenți necesari a fi injectați în bazele tranzistoarelor etajului diferențial de intrare pentru obținerea unei tensiuni de ieșire nule, deci

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}. \tag{3.1}$$

*Curentul de intrare de decalaj* $I_{IO}$ este diferența dintre cei doi curenți de intrare necesari pentru aducerea la zero a tensiunii de ieșire, deci

$$I_{IO} = I_{B1} - I_{B2}. \tag{3.2}$$

*Tensiunea de intrare de decalaj* $V_{IO}$ reprezintă tensiunea care trebuie aplicată pe una din intrări cînd cealaltă intrare este conectată la masă astfel încît tensiunea de ieșire să fie nulă.

*Impedanța de intrare* $Z_I$ este definită ca raportul dintre variația tensiunii de intrare și variația curentului de intrare prin unul din terminalele de intrare cînd cealaltă intrare este conectată la masă.

*Impedanța de ieșire* $Z_o$ este raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația corespunzătoare a curentului de ieșire, pentru tensiuni de ieșire apropiate de zero.

*Amplificarea sau cîștigul* în buclă deschisă, *a*, reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii diferențiale de intrare.

*Factorul de rejecție a modului comun*, CMRR[1], este raportul dintre amplificarea diferențială în buclă deschisă și amplificarea pe mod comun în buclă deschisă:

$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{v_o/v_i}{v_o/v_{ic}}. \tag{3.3}$$

---

[1] CMMR = Common Mode Rejection Ratio (l. engleză).

Fig. 3.1.

*Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare*, SVRR[2], este raportul dintre variația tensiunii de decalaj de intrare și variația surselor de alimentare care conduce la aceeași deplasare a tensiunii de ieșire:

$$\text{SVRR} = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta E_C}\bigg|_{V_o = \text{cst.}} \tag{3.4}$$

*Viteza de variație a semnalului de ieșire*, SR[3], reprezintă viteza de variație a tensiunii de ieșire dintr-un amplificator operațional pentru un semnal treaptă de amplitudine mare aplicat la intrare, deci

$$\text{SR} = \frac{\Delta v_o}{\Delta t}. \tag{3.5}$$

*Frecvența limită superioară* $f_s$ este frecvența corespunzătoare funcționării în regim sinusoidal și semnal mic pentru care amplificarea în tensiune în buclă deschisă se reduce cu 3 dB față de valoarea sa maximă.

*Frecvența unitară* $f_u$ reprezintă frecvența corespunzătoare funcționării în regim sinusoidal și semnal mic pentru care amplificarea în buclă deschisă devine unitară (0 dB).

*Frecvența maximă de răspuns* $f_{OM}$ e frecvența maximă corespunzătoare unei excitări sinusoidale pentru care se obține tensiunea de ieșire maxim posibilă nedistorsionată.

Fiind un parametru de semnal mare, frecvența maximă de răspuns depinde de valoarea vitezei de variație a tensiunii de ieșire și anume:

$$f_{OM} = \frac{\text{SR}}{\pi \cdot V_{pp}}, \tag{3.6}$$

unde $V_{pp}$ este tensiunea vîrf la vîrf a semnalului sinusoidal de frecvență $f_{OM}$.

*Structura amplificatoarelor operaționale*

În esență orice amplificator operațional conține trei etaje fundamentale (fig. 3.1): un etaj de intrare, un etaj de amplificare intermediară și un etaj de ieșire.

Etajul de intrare îndeplinește de obicei următoarele funcții de circuit: asigură o intrare diferențială, relativ insensibilă la tensiunile de intrare de mod comun, o rezistență de intrare mare și un curent de polarizare mic; asigură o oarecare amplificare în tensiune; realizarea acestei amplificări este necesară deoarece zgomotul și tensiunea de decalaj introduse de al doilea etaj al amplificatorului operațional se divid prin amplificarea primului etaj atunci cînd se face raportarea la intrare; permite trecerea de la intrare diferențială la ieșirea simplă.

Etajul de amplificare intermediară realizează de obicei o amplificare foarte mare în tensiune.

În sfîrșit, ultimul etaj asigură obținerea semnalului necesar în sarcină, în condițiile unei impedanțe de ieșire cît mai mici.

---

[2] SVRR = Supply Voltage Rejection Ratio (l. engleză).
[3] SR = Slew-Rate (l. engleză).

În plus, pentru asigurarea compatibilității nivelurilor de curent continuu simultan cu obținerea unor excursii mari ale tensiunii de ieșire, este necesar ca structura amplificatorului operațional să permită deplasarea necesară a nivelului de curent continuu, în acest scop se folosesc fie etaje speciale de deplasare, fie tranzistoare *npn* în cascadă cu tranzistoare *pnp*.

La acestea se adaugă o serie de circuite auxiliare ca, de exemplu, surse de curent necesare pentru asigurarea curenților de repaus ai tranzistoarelor din calea de semnal precum și circuite de protecție.

## PROBLEME

**3.1.** Se consideră schema amplificatorului operațional, realizat cu componente discrete, din figura 3.2.

a. Să se determine curenții prin elementele schemei și tensiunea de ieșire în repaus. Se va admite că cele două intrări sînt legate la masă. Se consideră $V_{CC} = 6$ V și $V_{BE} = 0{,}7$ V.

b. Să se calculeze puterea disipată în repaus.

c. Să se determine amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ ($\beta_0 = 100$, $r_x = 150\ \Omega$);

d. Care este valoarea maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionate care se poate obține la ieșire?

e. Cît este rezistența de intrare diferențială? Dar rezistența de ieșire?

*Soluție.* Amplificatorul este format din patru etaje:

— un etaj diferențial de intrare, alimentat printr-o sursă de curent constant realizată cu tranzistoarele $T_3$ și $T_4$; rezistența $R_3$ produce o reacție locală pe $T_3$, ceea ce mărește impedanța de ieșire a lui $T_3$;

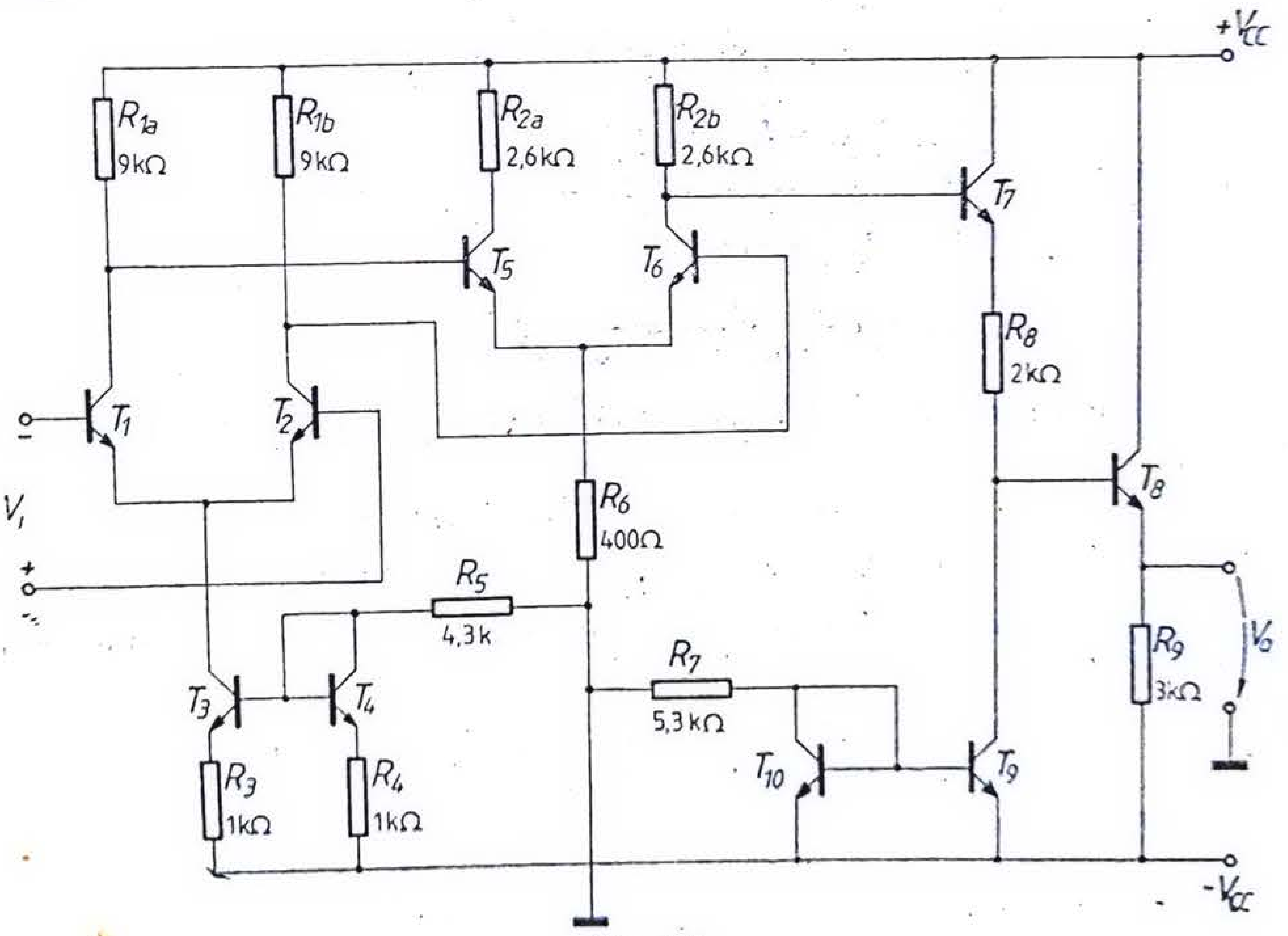



Fig. 3.2.

— un etaj de amplificare intermediar, tot de tip diferențial, alimentat prin rezistența $R_6$; nu mai e nevoie de alimentare prin sursă de curent constant, deoarece primul etaj asigură o rejecție suficientă a modului comun; ieșirea se face asimetric, dintr-un singur colector, deci se utilizează numai jumătate din posibilitățile de amplificare a amplificatorului diferențial;

— un etaj de translatare a nivelului de curent continuu realizat de repetorul pe emitor $T_7$, rezistența $R_8$ și sursa de curent constant $T_9 - T_{10}$; datorită impedanței de ieșire mari a lui $T_9$ atenuarea semnalului de către etajul de translatare este foarte mică, deși $R_8$ poate fi mare;

— un etaj de ieșire, realizat de $T_8$ în configurație de repetor pe emitor.

Pentru analiza schemei în curent continuu se consideră toți curenții de bază ai tranzistoarelor de valori neglijabile:

$$I_{C_4} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_4 + R_5} = \frac{6 - 0{,}7}{5{,}3} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{C_3} = I_{C_4} \frac{R_4}{R_3} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{1}{2} I_{C_3} = 0{,}5 \text{ mA}.$$

Tensiunile pe colectoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ în raport cu masa sînt

$$V_{C_1} = V_{C_2} = E_{CC} - I_{C_1}R_1 = 6 - 9 \cdot 0{,}5 = 1{,}5 \text{ V},$$

deci

$$I_{R_6} = \frac{V_{C_1} - V_{BE}}{R_6} = \frac{1{,}5 - 0{,}7}{0{,}4} = 2 \text{ mA},$$

$$I_{C_5} = I_{C_6} = 1 \text{ mA},$$

$$V_{C_6} = V_{CC} - R_{2b}I_{C_6} = 6 - 2{,}6 = 3{,}4 \text{ V},$$

$$V_{E_7} = V_{C_6} - V_{BE} = 3{,}4 - 0{,}7 = 2{,}7 \text{ V},$$

$$I_{C_{10}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_7} = \frac{6 - 0{,}7}{5{,}3} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{E_7} = I_{C_9} = I_{C_{10}} = 1 \text{ mA},$$

$$V_{B8} = V_{E_7} - R_8 I_{E_7} = 2{,}7 - 2 \cdot 1 = 0{,}7 \text{ V},$$

$$V_O = V_{B8} - V_{BE} = 0,$$

$$I_{R_9} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_9} = \frac{6}{8} = 2 \text{ mA}.$$

Puterea disipată în repaus, fiind egală cu puterea absorbită de la sursele de alimentare, va avea valoarea

$$P_D = V_{CC}(I_{C_1} + I_{C_2} + I_{C_5} + I_{C_6} + I_{C_7} + I_{C_8}) +$$
$$+ V_{CC}(I_{C_3} + I_{C_4} + I_{C_9} + I_{C_{10}} + I_{C_8}) = 72 \text{ mW}.$$

Amplificarea în tensiune este produsul amplificărilor în tensiune ale etajelor constitutive. Deci pentru primul etaj

$$a_{v1} = -\beta_o \frac{R_1}{r_{x1} + r_{\pi 1}} = -100 \cdot \frac{9\,000}{5\,000 + 150} = -176,$$

unde

$$g_{m1} = 40\, I_{C_1} = 20 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 1} = \frac{\beta_o}{g_{m1}} = \frac{100}{20} = 5 \text{ k}\Omega.$$

Pentru cel de-al doilea etaj, deoarece ieșirea este simplă

$$a_{v2} = \frac{1}{2}\beta_o \frac{R_2}{R_1 + r_{x2} + r_{\pi 2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{100 \cdot 2\,600}{9\,000 + 2\,500 + 150} = 11,$$

unde

$$g_{m2} = 40\, I_{C2} = 40 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 2} = \frac{\beta_0}{g_{m2}} = \frac{100}{40} = 2{,}5 \text{ k}\Omega.$$

Al treilea etaj repetă pe emitor tensiunea din bază, deci are amplificare unitară, $a_{v3} = 1$.

Al patrulea etaj este tot un repetor pe emitor, avînd o amplificare apropiată de unitate datorită rezistenței dinamice de ieșire foarte mari a lui $T_9$. Ea se poate calcula exact:

$$a_{v4} = (\beta_o + 1)\frac{R_9}{R_8 + r_{x8} + r_{\pi 8} + (\beta_o + 1)R_9} = \frac{3 \cdot 100}{2 + 0{,}15 + 1{,}25 + 101 \cdot 3} = 0{,}987,$$

deci

$$a_v = a_{v1}a_{v2}a_{v3}a_{v4} = 176 \cdot 11 \cdot 0{,}987 \cong 1\,900.$$

Pentru schema analizată excursia maximă a tensiunii de ieșire este limitată de tensiunea de pe colectorul tranzistorului $T_6$ și anume: fie de tensiunea de la colector la sursa de alimentare pozitivă, fie de tensiunea colector-emitor a tranzistorului $T_6$. Ținînd seama de tensiunile statice calculate anterior se obține

$$V_{CC} - V_{C6} = 6 - 3{,}4 = 2{,}6 \text{ V}.$$

$$V_{C6} - V_{E6} = 3{,}4 - 0{,}7 = 2{,}6 \text{ V},$$

deci excursia maximă, nedistorsionată a tensiunii de ieșire este de $\pm$ 2,6 V.

Impedanța de intrare are valoarea $R_{in} = 2\,(r_{x1} + r_{\pi 1}) = 10{,}3$ k$\Omega$.

Impedanța de ieșire este

$$R_o = \frac{r_{\pi 8} + r_{x8} + R_8}{\beta_o} + \frac{R_{2b} + r_{x7} + r_{\pi 7}}{\beta_o^2} =$$

$$= \frac{1{,}3 + 0{,}15 + 2}{100} + \frac{2{,}6 + 0{,}15 + 2{,}6}{100^2} \cong 35\ \Omega.$$

3.2. În figura 3.3 se indică schema unui amplificator operațional.

a. Să se determine curenții statici ai tranzistoarelor admițînd cele două intrări legate la masă. Se consideră $V_{BE} = 0{,}65$ V și $\beta_o = 100$ pentru toate tranzistoarele.

b. Care este puterea totală disipată în repaus?

c. La realizarea circuitelor integrate se urmărește minimizarea numărului de tranzistoare și de rezistoare. Sugerați o modificare în acest sens care să nu afecteze apreciabil funcționarea circuitului.

d. Cît este amplificarea în tensiune a etajului?

$$(\beta_o = 100, \quad r_x = 0, \quad r_o = r_\mu = \infty)$$

e. Care este valoarea maximă a excursiei pozitive și negative a tensiunii de ieșire?

f. Cît este rezistența de ieșire?

g. Care este valoarea rezistenței de intrare diferențiale?

h. Să se estimeze valoarea rezistenței de intrare pe modul comun.

*Soluție.* Rezolvarea circuitului în curent continuu conduce la următoarele rezultate: $I_{C3} = 1$ mA; $I_{C4} = 2$ mA, $I_{C1} = I_{C2} = 0{,}5$ mA, $I_{C5} = I_{C6} = 1$ mA, $I_{C7} = I_{C8} = I_{C9} = 1$ mA, $I_{C10} = 2$ mA, $P_D = 180$ mW.

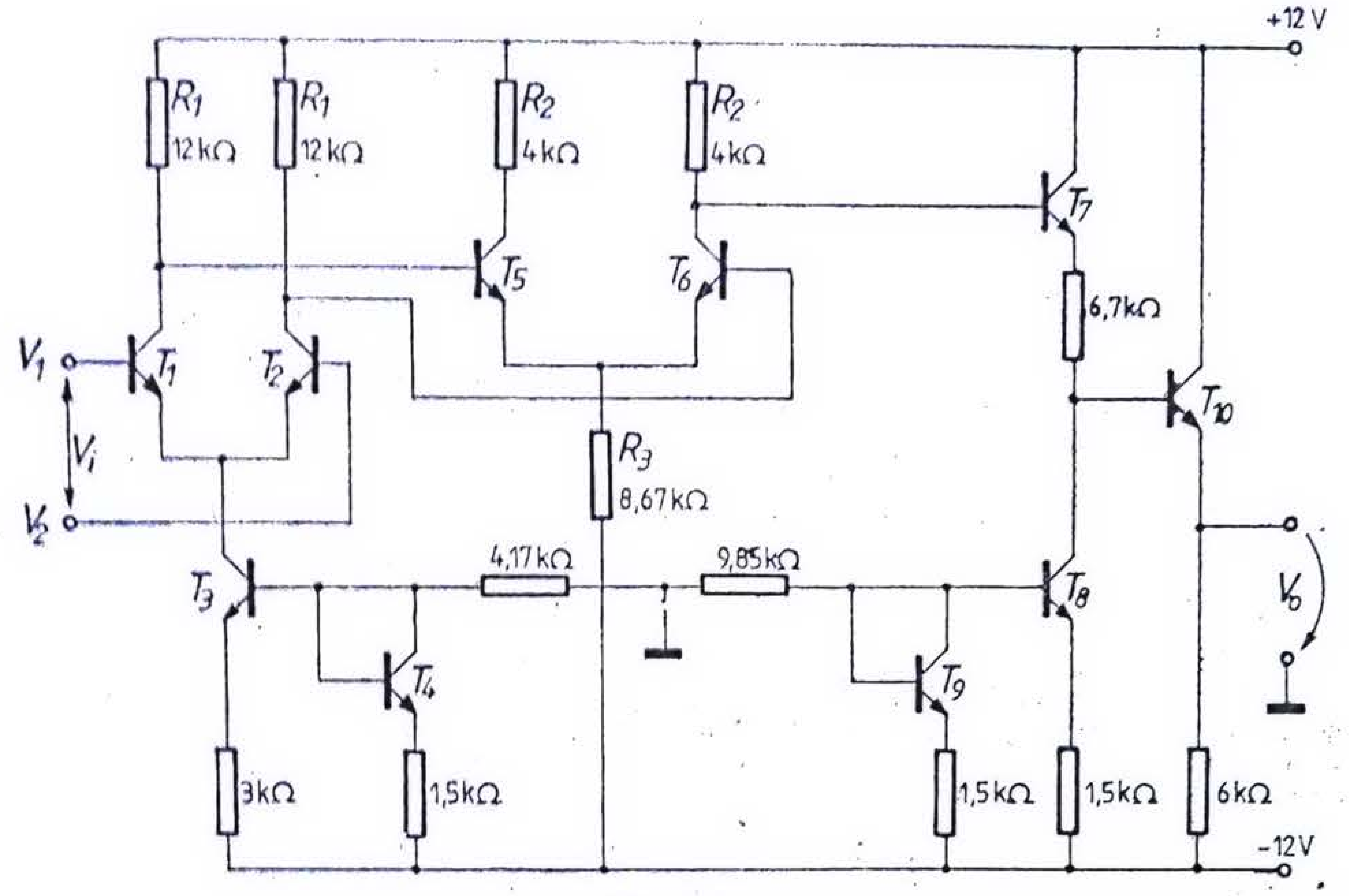



Fig. 3.3.

O modificare posibilă care reduce numărul de tranzistoare cu unu și numărul de rezistoare tot cu unu este arătată în figura 3.4; în acest caz rezistența de 9,85 kΩ este folosită de ambele surse de curent constant.

Procedînd ca în problema precedentă se obține $a_v \cong 3\,160$, $V_{OM}^{+} = 4$ V, (datorită lui $T_6$), $V_{OM}^{-} = -2{,}65$ V (datorită lui $T_8$), $R_O \cong 81\ \Omega$, $R_{id} \cong 10{,}4$ kΩ.

**3.3.** Se înlocuiește sursa de curent realizată de tranzistoarele $T_8$, $T_9$ și rezistorul de 9,85 kΩ din figura 3.3 prin circuitul din figura 3.5. Ce valoare va avea amplificarea în tensiune a amplificatorului operațional?

*Soluție.* Amplificarea se reduce de 12,6/19,3 ori devenind 2060.

**3.4.** Să se proiecteze un amplificator operațional avînd o schemă de tipul celei din figura 3.3, care să îndeplinească următoarele condiții: (a) rezistență de

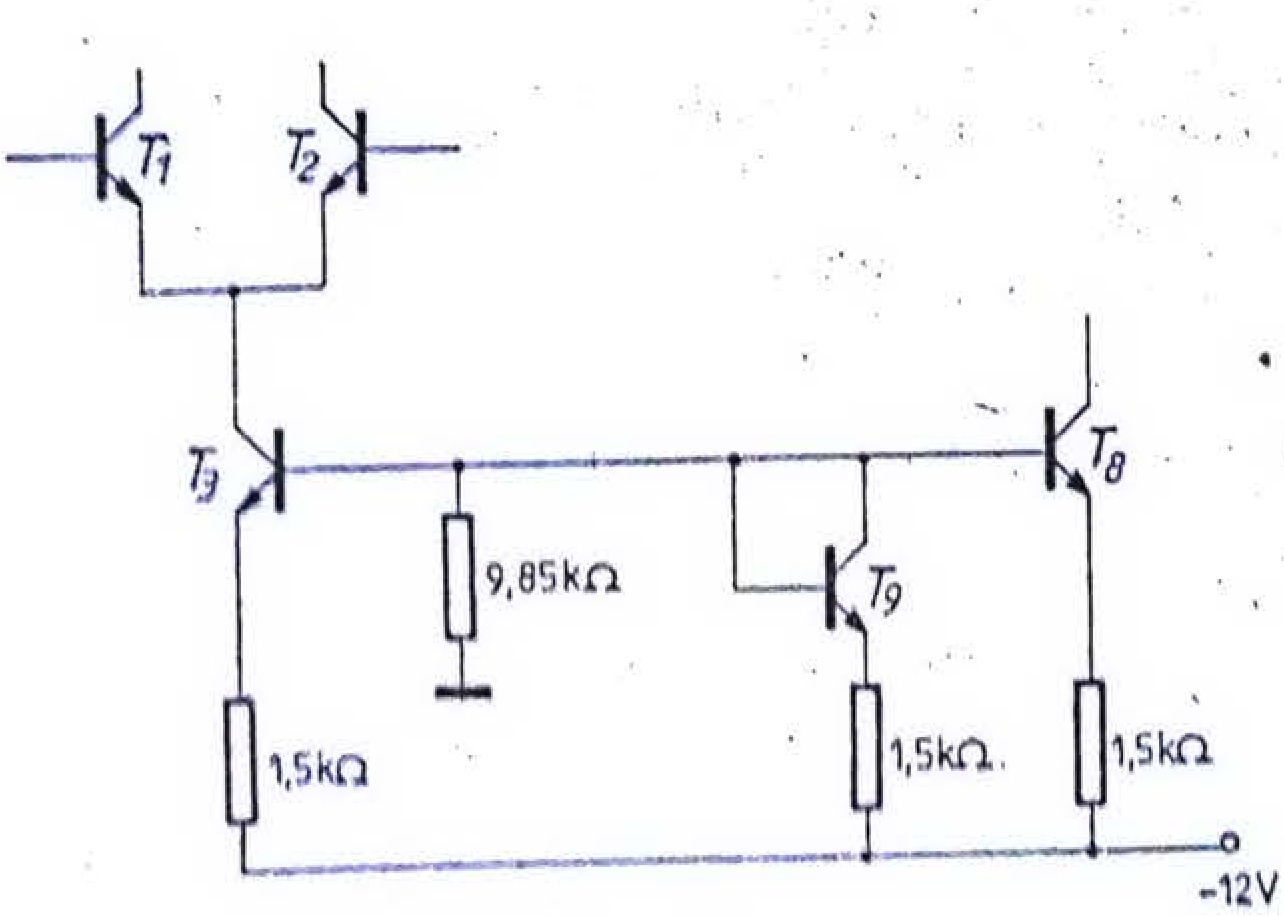



Fig. 3.4.

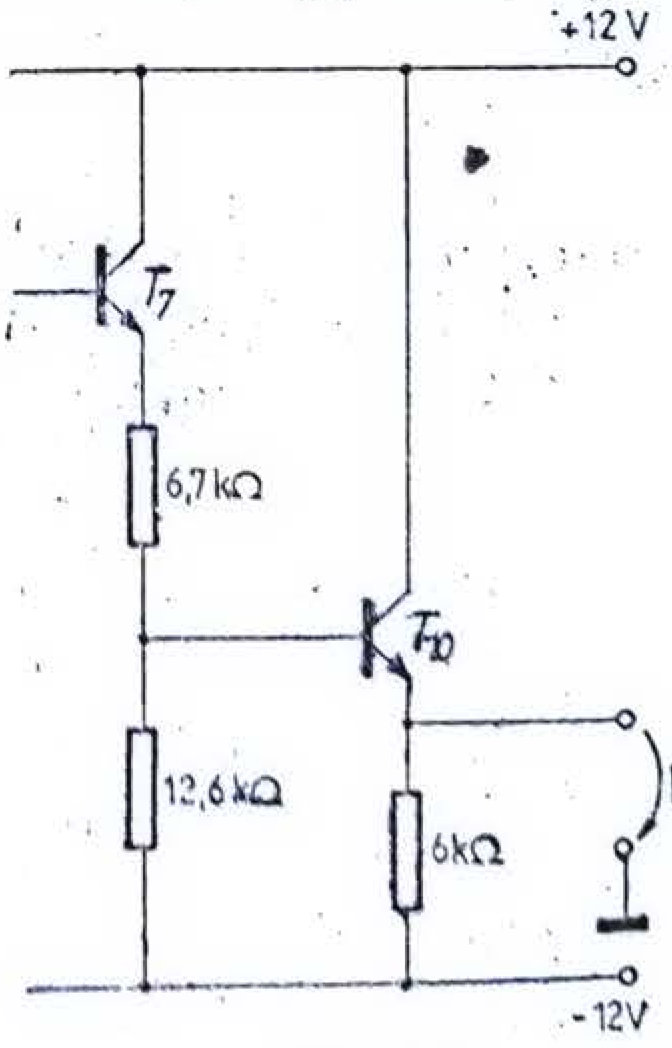



Fig. 3.5.

intrare diferențială $\geqslant 50\ \text{k}\Omega$, (b) amplificarea în tensiune în gol $\simeq 5\,000$, (c) tensiuni de alimentare $\pm 6$ V, (d) putere disipată în repaus $\leqslant 20$ mW, (e) excursiile, pozitivă și negativă maxime egale pentru tensiunea de ieșire, $\geqslant 2{,}5$ V.

Se consideră $V_{BE} = 0{,}65$ V, $\beta_o = 100$, $r_x = 0$, $V_{CE\,sat} = 0$.

*Soluție.* Din condițiile impuse pentru rezistența de intrare și amplificare se pot scrie ecuațiile

$$2r_{\pi 1} \geqslant 50\ \text{k}\Omega,$$

$$a_v = \frac{1}{2}\,\frac{\beta_o}{r_{\pi 1}}\,R_1\,\frac{\beta_o}{R_1 + r_{\pi 2}}\,R_2 \simeq 5\,000.$$

Se observă că excursiile pozitive și negative ale tensiunii de ieșire sînt determinate de tranzistorul $T_6$, deoarece celelalte tranzistoare ($T_7$ și $T_{10}$) sînt în conexiune de repetor pe emitor. Deci

$$V_o^+ = R_2 I_{C6} = 2{,}5\ \text{V},$$

$$V_o^- = V_{CE6} = V_{C6} - V_{E6} = (V_{CC} - R_2 I_{C6}) - (V_{CC} - R_1 I_{C2} - 0{,}65) = 2{,}5\ \text{V}.$$

Egalînd cele două relații rezultă

$$R_2 I_{C6} = R_1 I_{C2} + 0{,}65 - R_2 I_{C6},$$

sau

$$R_2 I_{C6} = \frac{R_1 I_{C6} + 0{,}65}{2} = 2{,}5\ \text{V}.$$

Pentru $I_{C1} = I_{C2} = 0{,}1$ mA, $r_{\pi 1} = 25\ \text{k}\Omega$, deci convenabil ca valoare. De asemenea, $I_{C3} = 2 \cdot 0{,}1 = 0{,}2$ mA. Rezultă: $R_1 = 43{,}5\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 71{,}5\ \text{k}\Omega$, $I_{C6} = 0{,}035$ mA, $R_3 = 100\ \text{k}\Omega$.

Se aleg, de exemplu $I_{C9} = 0{,}2$ mA și $I_{C10} = 1$ mA, rezultînd și valorile celorlalte elemente ale schemei, după cum se indică în figura 3.6. Puterea disipată va fi $P_D \cong 19{,}6\ \text{mW} < 20$ mW.

Se observă că cel de-al doilea etaj are un curent de repaus mai mic decît primul, probabil datorită cerințelor impuse.

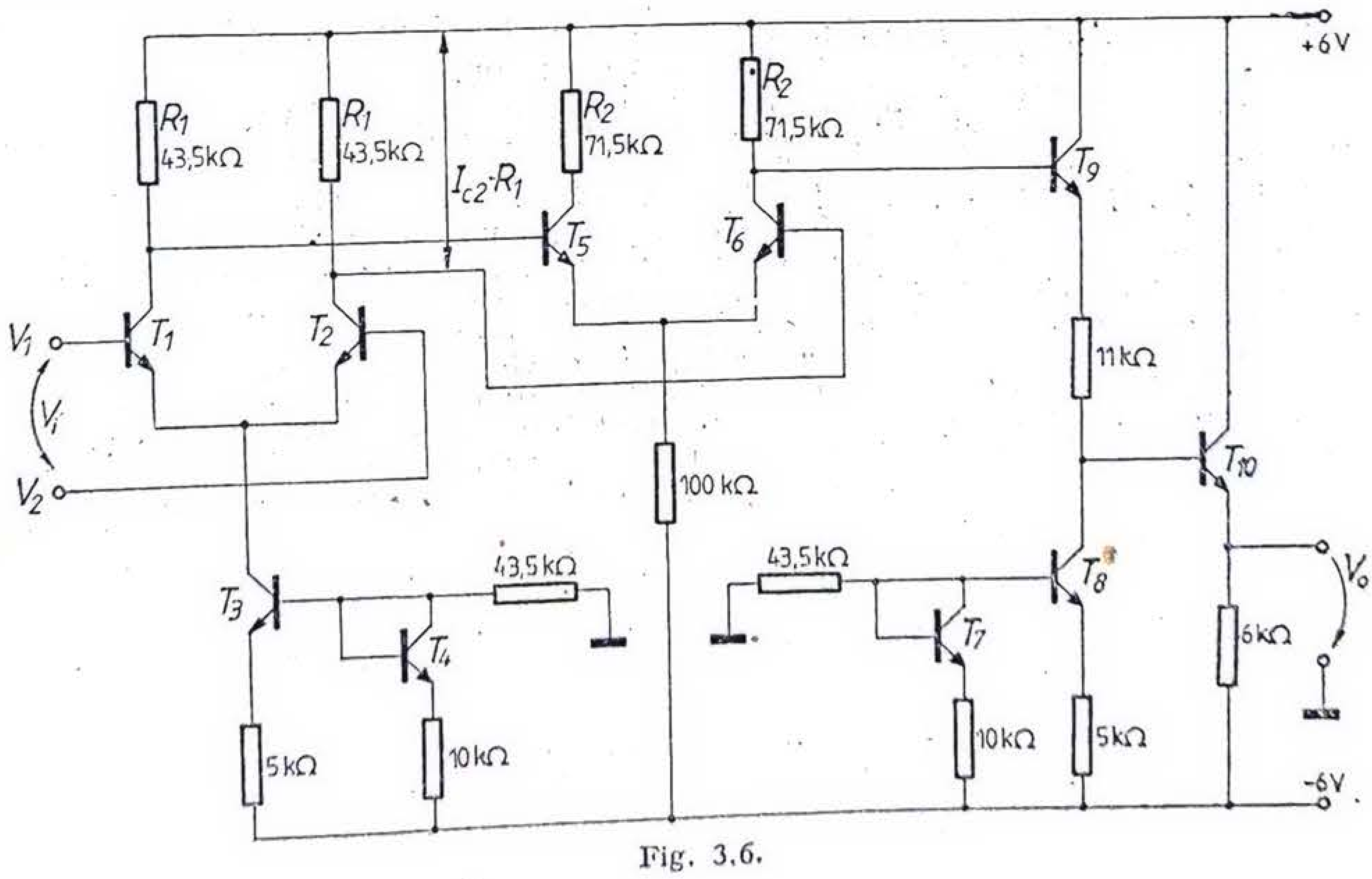



Fig. 3.6.

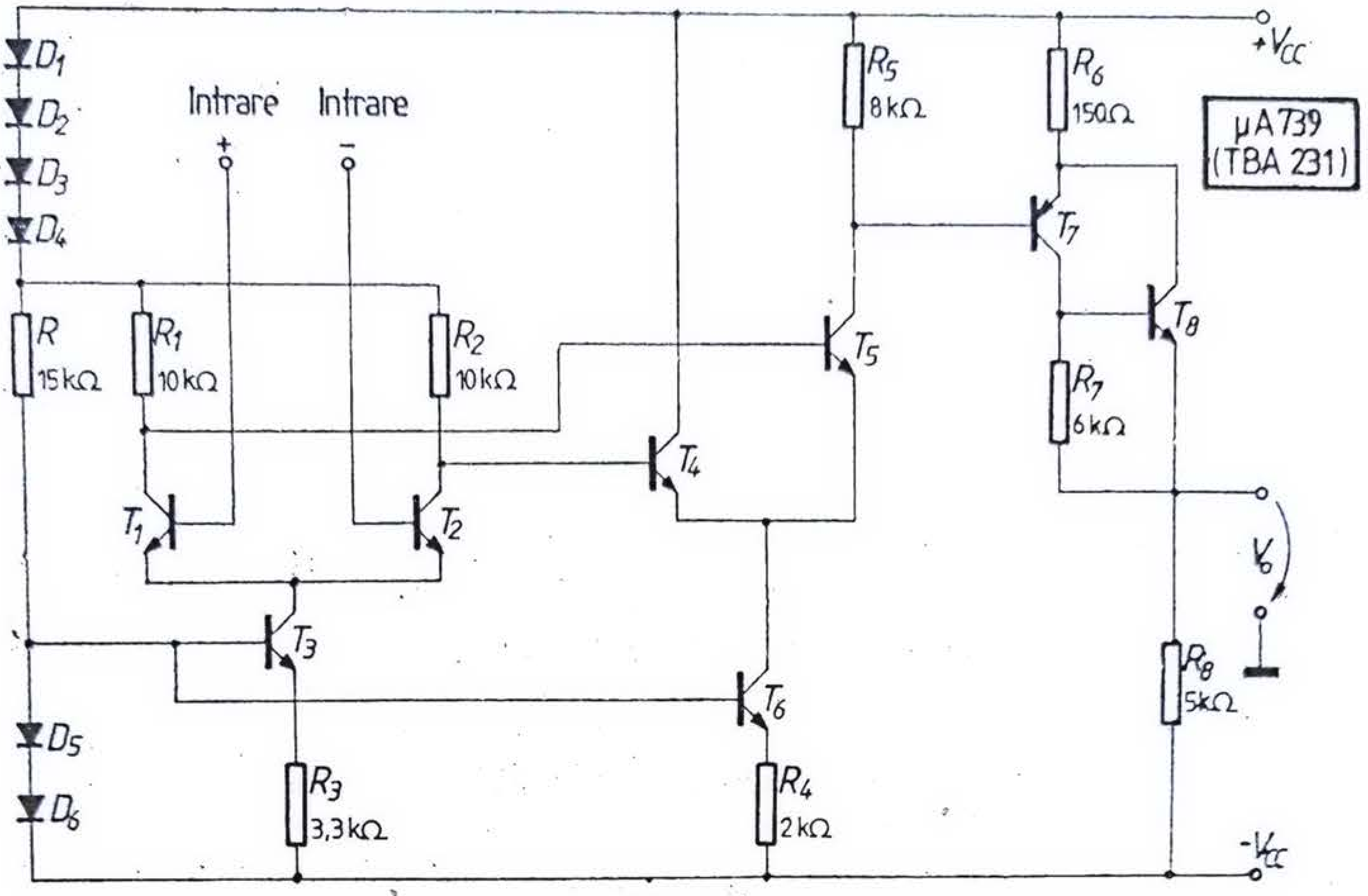



Fig. 3.7.

3.5. Se consideră amplificatorul operaţional din figura 3.7, corespunzînd circuitelor μA 739 sau TBA 231.

a. Identificaţi principalele etaje şi specificaţi particularităţile schemei.

b. Să se determine curenţii prin toate tranzistoarele admiţînd $V_D = V_{BE\,npn} = 0,6$ V, $|V_{BE\,pnp}| = 0,53$ V.

c. Cît trebuie să fie tensiunile de alimentare $V_{CC}^{+} = V_{CC}^{-}$ pentru ca tensiunea de ieşire să fie zero?

d. Să se estimeze amplitudinea maximă a tensiunii de ieşire pe o sarcină de 5 kΩ, cuplată prin condensator la amplificator?

e. Să se calculeze amplificarea în tensiune diferenţială în gol admiţînd $\beta = 150$ pentru toate tranzistoarele.

f. Explicaţi rolul diodelor $D_1 - D_4$ şi al rezistenţei $R_7$.

*Soluţie.* Amplificatorul este alcătuit din două etaje de amplificare diferenţiale şi un etaj de ieşire. Primul etaj diferenţial, realizat cu tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$, este alimentat de la o tensiune mai mică decît $V_{CC}$, avînd valoarea $V_{CC} - 4\,V_D$. În emitoarele comune, cele două tranzistoare au o sursă de curent constant, realizată cu $T_3$. Ieşirea din etaj este simetrică.

Al doilea etaj diferenţial, format din $T_4$ şi $T_5$, este prevăzut de asemenea cu o sursă de curent, realizată cu $T_6$. Deoarece ieşirea se face asimetric, rezistenţa din colectorul lui $T_4$ lipseşte.

Etajul de ieşire este realizat cu un dublet prevăzut cu tranzistoarele $T_7$ şi $T_8$, unul *pnp* şi celălalt *npn*. Tranzistorul echivalent dubletului, de tip *pnp*, lucrează în conexiunea cu emitorul comun. Pentru determinarea curenţilor de repaus ai tranzistoarelor se neglijează curenţii de bază; rezultă

$$I_{C_3} = I_{R_3} = \frac{V_{BE}}{R_3} = \frac{0,6}{3,3} = 0,182 \text{ mA}, \qquad I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{I_{C_3}}{2} = 0,091 \text{ mA},$$

$$I_{C_6} = I_{R_4} = \frac{V_{BE}}{R_4} = 0,3 \text{ mA}; \qquad I_{C_4} = I_{C_5} = \frac{I_{C_6}}{2} = 0,15 \text{ mA}.$$

$$I_{R_6} = \frac{R_5 I_{C_5} - |V_{BE}|_{pnp}}{R_6} = \frac{1,2 - 0,53}{0,15} = 4,47 \text{ mA},$$

$$I_{C_7} \cong \frac{V_{BE}}{R_7} = \frac{0,6}{6} = 0,1 \text{ mA}, \qquad I_{C_8} = I_{R_6} - I_{C_7} = 4,37 \text{ mA}.$$

Pentru a obține o tensiune de ieșire în repaus nulă trebuie ca $V_{CC} - I_{R8}R_8 = V_o = 0$, adică $V_{CC} = I_{R8}R_8 = 4{,}47 \cdot 5 = 22{,}35 \simeq 23$ V.

Amplitudinea semnalului de ieșire în gol este de aproximativ 22 V, datorită tensiunii $V_{CE}$ de saturație și căderii de tensiune pe rezistența de 150 Ω.

La cuplarea sarcinii $R_l = 5$ kΩ, rezistența de sarcină dinamică devine $R_8 \| R_l = 5\ \text{k}\Omega \| 5\ \text{k}\Omega = 2{,}5$ kΩ, deci amplitudinea semnalului se reduce la jumătate, respectiv la 11 V.

Amplificarea totală în tensiune este egală cu produsul amplificărilor etajelor constitutive, $a_v = a_{v1} \cdot \frac{1}{2} a_{v2} \cdot a_{v3}$, unde factorul 1/2 s-a introdus datorită ieșirii simple din al doilea etaj diferențial. Dar

$$a_{v1} = \frac{\beta R_1}{r_{\pi 1}} = g_{m1} R_1 = 36,$$

unde $g_{m1} = 40 I_{C1} = 3{,}6$ mA/V.

Neglijînd rezistența de intrare în etajul final ($R_{iF} = 150 \cdot 150 \cdot 0{,}15$ kΩ) și ținînd seama că $r_{\pi 5} = \frac{\beta}{g_{m5}} = \frac{150}{40 \cdot 0{,}15} = 25$ kΩ, rezultă

$$a_{v2} = \frac{\beta R_5}{R_1 + r_{\pi 5}} = \frac{150 \cdot 8}{10 + 25} = 34{,}3,$$

iar

$$a_{v3} \cong \frac{R_8}{R_6} = \frac{5}{0{,}15} = 33{,}3,$$

deci

$$a_v = \frac{1}{2} \cdot 36 \cdot 34{,}3 \cdot 33{,}3 = 20\,600 = 86{,}3 \text{ dB}.$$

Rezistența $R_7$ are rolul de a asigura un curent de colector pentru $T_7$ ceva mai mare decît curentul de bază a lui $T_8$, ceea ce permite funcționarea lui $T_7$ cu un factor de amplificare în curent acceptabil; totodată se îmbunătățește și comportarea în frecvență a lui $T_8$, asigurînd eliminarea sarcinii stocate în baza sa în condițiile în care $T_7$ se blochează. Diodele $D_1 - D_4$ reduc tensiunea de alimentare a tranzistoarelor $T_1 - T_2$. Drept urmare, se reduc valorile rezistențelor $R_1$ și $R_2$, ceea ce este avantajos și din punct de vedere tehnologic și din punct de vedere al comportării în frecvență.

3.6. Se consideră amplificatorul operațional integrat Motorola MC 1530 avînd schema din figura 3.8, pentru care se admite $V_{BE} = V_D = 0{,}7$ V, $\beta_o = 100$, $r_x = 0$ și $r_o = r_\mu = \infty$ pentru toate tranzistoarele.

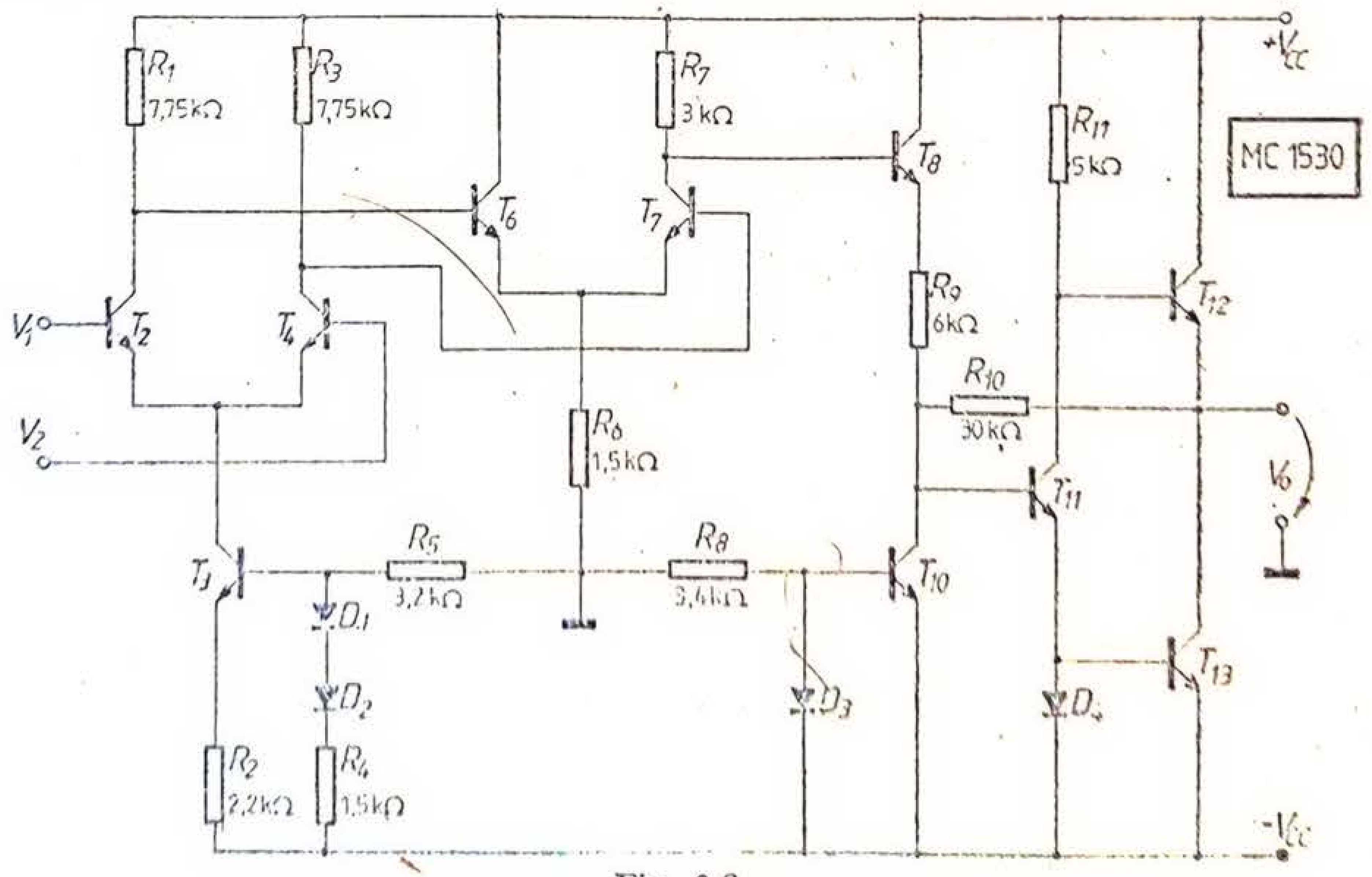



Fig. 3.8.

a. Să se determine punctele statice de funcţionare şi tensiunea de ieşire dacă $V_{CC} = 6$ V admiţînd cele două intrări legate la masă.

b. Să se determine limitele (pozitivă şi negativă) de variaţie a tensiunii de ieşire.

c. Să se determine limitele (pozitivă şi negativă) de variaţie a tensiunii de intrare de mod comun, în cadrul cărora amplificatorul lucrează normal.

d. Să se calculeze amplificarea în tensiune pentru o excitare diferenţială.

*Soluţie.* Tensiunea pe baza tranzistorului $T_3$ în raport cu masa este

$$V_{B3} = \frac{-V_{CC} + 2V_{BE}}{R_4 + R_5} R_5 = -3,14 \text{ V},$$

deci

$$I_{E3} = I_{C3} = \frac{V_{CC} + (V_{B3} - V_{BE})}{R_2} = 0,99 \text{ mA},$$

$$I_{C4} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = 0,495 \text{ mA},$$

$$V_{B6} = V_{B7} = V_{CC} - I_{C2}R_1 = 6 - 0,495 \cdot 7,75 \cong 2,18 \text{ V},$$

$$V_{E6} = V_{B6} - V_{BE} = 2,18 - 0,7 = 1,48 \text{ V},$$

$$I_{C6} = \frac{V_{E6}}{R_6} = \frac{1,48}{1,5} = 0,986 \text{ mA},$$

$$V_{B8} = V_{C7} = V_{CC} - R_7 I_{C7} = 6 - 0,493 \cdot 3 = 4,52 \text{ V},$$

$$V_{E8} = V_{B8} - V_{BE} = 4,52 - 0,7 = 3,82 \text{ V},$$

$$I_{D3} = I_{R8} = \frac{V_{CC} - V_{D3}}{R_8} = \frac{6 - 0,7}{3,4} = 1,56 \text{ mA},$$

$$I_{C10} = I_{D3} = 1,56 \text{ mA},$$

$$V_{B11} = -6 + 2 \cdot 0,7 = -4,6 \text{ V},$$

$$I_{R9} = \frac{V_{E8} - V_{B11}}{R_9} = \frac{3,82 + 4,6}{6} = 1,4 \text{ mA},$$

$$I_{R10} = I_{C10} - I_{R9} = 0,10 \text{ mA},$$

$$V_o = V_{B11} + R_{10}I_{10} = -4,6 + 0,16 \cdot 30 = 0,2 \text{ V}.$$

Rezultatul obţinut nu este foarte precis, deoarece valoarea curentului $I_{R10}$ s-a determinat ca diferenţa a două numere aproape egale. Astfel, dacă $I_{R10}$ ar fi fost 0,153 mA, în loc de 0,16 mA, s-ar fi obţinut o tensiune de ieşire $V_o = 0$ V, în loc de 0,2 V. $I_{10}$ este de asemenea afectat puternic de mici variaţii ale parametrilor circuitului:

$$I_{C11} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_O}{R_{11}} = \frac{6 - 0,7 - 0,2}{5} \cong 1 \text{ mA} = I_{D4} = I_{C13} = 1 \text{ mA},$$

$$I_{C12} = I_{C11} + I_{R10} = 1,16 \text{ mA}.$$

Deoarece, în acest caz, tranzistorul prefinal $T_{11}$ realizează o amplificare în tensiune, limitarea amplitudinii tensiunii de ieşire este realizată de etajul final.

Tranzistorul $T_{12}$, lucrînd în conexiune cu colectorul comun, nu poate fi adus să lucreze în saturaţie, deci $V_{OM}^{+} = V_{CC} - V_{BE12} = 6 - 0,7 = 5,3$ V.

Tranzistorul $T_{13}$, fiind în conexiunea cu emitorul comun, determină $V_{OM}^{-} = V_{CC} + V_{CE\,sat\,13} = 6 - 0,2 = 5,8$ V.

Pentru determinarea tensiunilor de intrare de mod comun de valori maxime, care pot fi aplicate pe intrare fără a perturba buna funcţionare a etajului, se utilizează figura 3.9, în care s-au precizat valorile tensiunilor de repaus determinate anterior.

Pentru buna funcţionare a etajului de intrare trebuie îndeplinite două condiţii (1) $V_{CB}|_{T_2} \geq 0$ V, deci $V_{ic} \leq 2,18$ V, şi (2) $V_{CB}|_{T_3} \geq 0$ V, deci $V_{ic} \geq -3,14 + 0,7 = -2,44$ V. Prin urmare

$$-2,44 \text{ V} \leq V_{ic} \leq 2,18 \text{ V}.$$

Amplificarea diferenţială este egală cu produsul amplificărilor celor trei etaje constitutive:

$$a_v = a_{v\,2-4} \cdot \frac{1}{2}\, a_{v\,6-7} \cdot a_{v\,8-11-13},$$

unde factorul 1/2 s-a introdus datorită ieşirii asimetrice din al doilea etaj diferenţial. Dar, întrucît $g_{m2} \cong 40 \cdot I_{C_2} = 40 \cdot 0,5 = 20$ mA/V, rezultă

$$a_{v\,2-4} = \frac{\beta_0 R_1}{r_{\pi 2}} = g_{m2} R_1 = 20 \cdot 7,75 = 155;$$

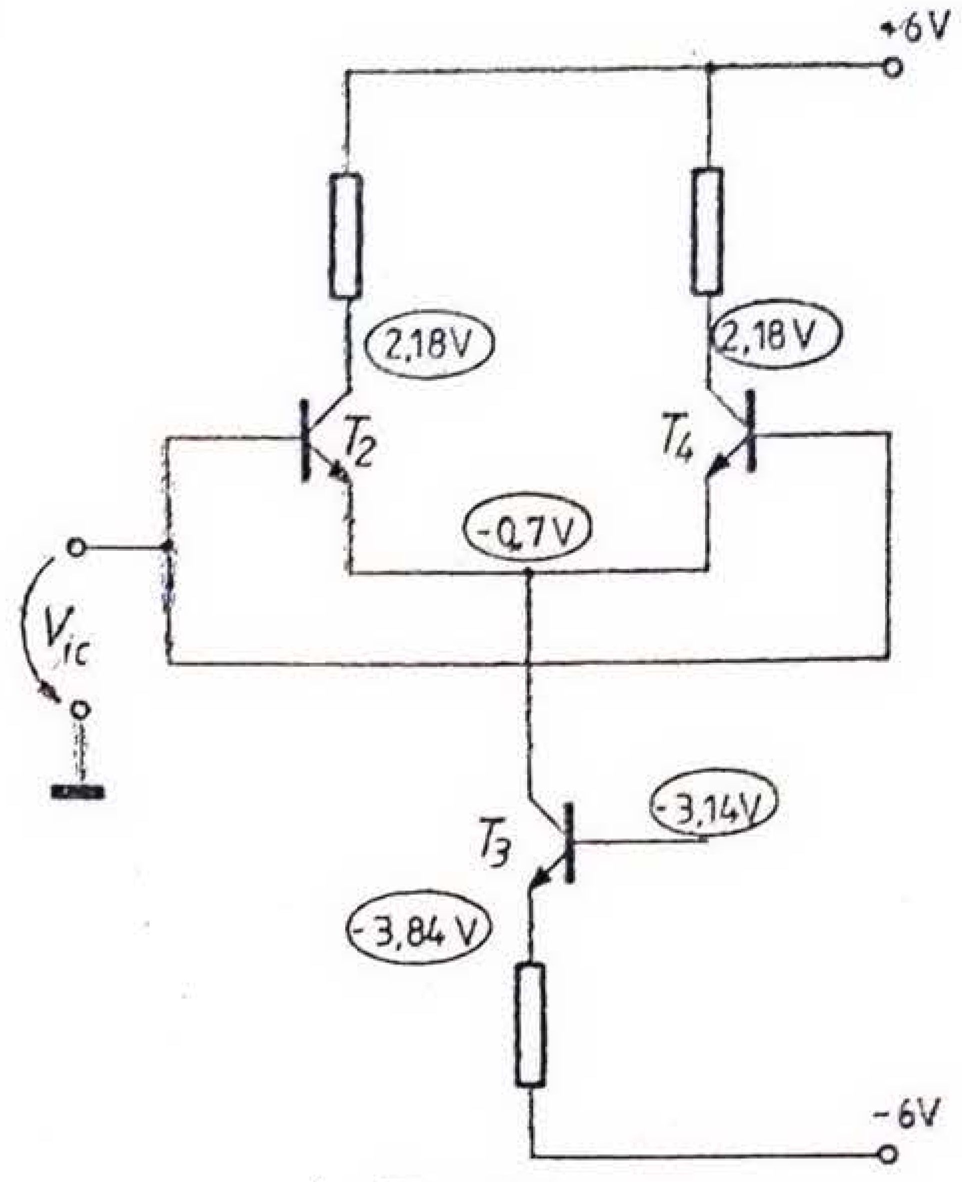


Fig. 3.9.

de asemenea, ţinînd seama că $g_{m7} \cong 40\ I_{C_7} = 40 \cdot 1 = 40$ mA/V, rezultă

$$r_{\pi 7} = \frac{\beta_o}{g_{m7}} = \frac{100}{40} = 2,5\ \text{k}\Omega,$$

de unde

$$a_{v\,6-7} = \frac{\beta_0 R_7}{R_3 + r_{\pi 7}} = \frac{100 \cdot 3}{7,75 + 2,5} = 29,27;$$

în sfîrşit, după cum s-a arătat în problema 2.22,

$$a_{v\,8-11-13} = \frac{R_{10}}{R_9} = \frac{30}{6} = 5.$$

Prin urmare

$$a_v = \frac{1}{2}\, 155 \cdot 29,27 \cdot 5 = 11\,353.$$

3.7. Se consideră amplificatorul operaţional hibrid de uz general LH 0001 (fig. 3.10), în care, cu excepţia tranzistoarelor finale, celelalte tranzistoare au următorii parametri: $I_{Sp} = 2,5 \cdot 10^{15}$ A, $V_{Ap} = 50$ V, $\beta_p = 20$, respectiv $I_{Sn} = 1,5 \cdot 10^{-15}$ A, $V_{An} = 90$ V, $\beta_n = 180$, iar tranzistoarele etajului final se caracterizează prin $I_{Sp} = I_{Sn} = 10^{-14}$ A, $V_{Ap} = V_{An} = \infty$, $\beta_n = \beta_p = 60$.

Să se calculeze:

a. Curenţii de colector ai tranzistoarelor admiţînd $V_{CC} = 15$ V; se consideră că în lipsa semnalului intrările sînt conectate la masă.

b. Curenţii absorbiţi de la sursele de alimentare. Cum se modifică aceşti curenţi cînd tensiunea de alimentare devine $V_{CC} = 10$ V?

c. Identificarea intrării inversoare şi neinversoare.

d. Valoarea amplificării diferenţiale de joasă frecvenţă pentru $R_1 = 100$ kΩ, admiţînd $r_\mu = \infty$.

e. Valoarea maximă a tensiunii de ieşire pozitive şi negative, admiţînd $|V_{CE\,sat}| = 0,3$ V.

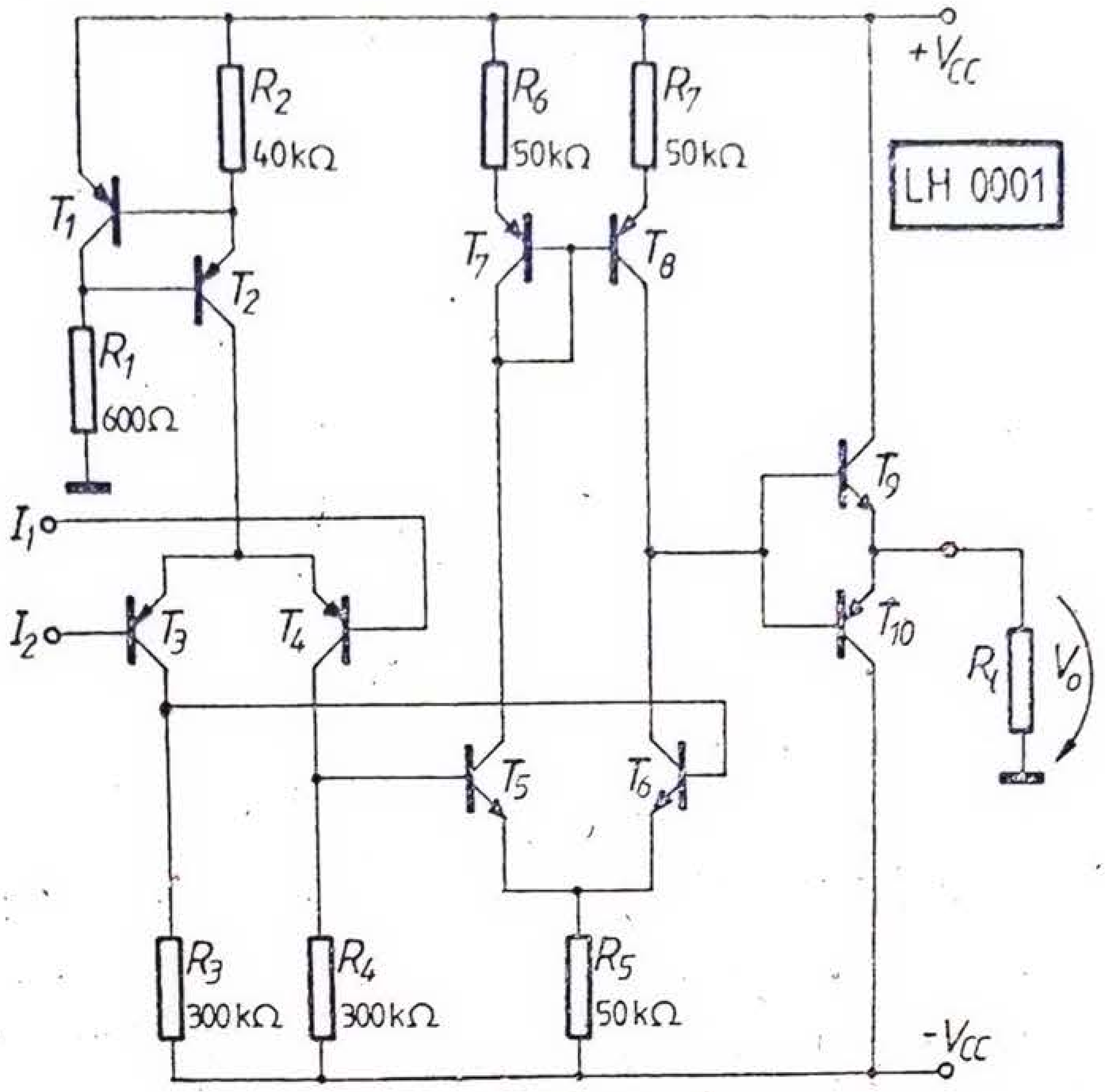



Fig. 3.10.

*Soluție.* Neglijînd tensiunile $V_{BE1}$ și $V_{BE2}$, se poate calcula o valoare orientativă pentru curentul $I_{C1}$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{15}{600} = 0{,}025 \text{ mA} = 25 \ \mu\text{A},$$

pentru care se poate determina tensiunea $V_{BE1}$

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{Sp}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{25 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-15}} = 0{,}6 \ \text{V};$$

de aici se poate obține o valoare mai precisă pentru curentul $I_{C1}$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE1}}{R_1} = \frac{15 - 1{,}2}{600} = 23 \ \mu\text{A}. \tag{3.7}$$

Pentru determinarea curentului $I_{C2}$ se poate scrie

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_{C1}}{I_{Sp}} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{40} \ln \frac{23 \cdot 10^{-6}}{2{,}5 \cdot 10^{-15}} = 15 \ \mu\text{A}, \tag{3.8}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C2}}{2} = 7{,}5 \ \mu\text{A}, \qquad V_{R4} = R_4 I_{C4} = 2{,}25 \ \text{V}.$$

Admițînd $V_{BE5} = 0{,}6$ V, rezultă:

$$V_{R5} = V_{R4} - V_{BE5} = 1{,}65 \ \text{V}, \qquad I_{R5} = \frac{V_{R5}}{R_5} = \frac{1{,}65}{50} = 33 \ \mu\text{A},$$

$$I_{C5} = I_{C6} = \frac{I_{R5}}{2} = 16{,}5 \ \mu\text{A}.$$

Datorită valorii foarte mici a curentului $I_{C5}$, trebuie verificată ipoteza $V_{BE5} = 0{,}6$ V:

$$V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{Sn}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{16{,}5 \cdot 10^{-6}}{1{,}5 \cdot 10^{-15}} = 0{,}601 \ \text{V},$$

rezultat apropiat de 0,6 V, ceea ce permite a considera precizia de calcul acceptabilă. Deci, în continuare,

$$I_{C7} = I_{C5} = 16{,}5\ \mu A, \qquad I_{C8} = I_{C6} = 16{,}5\ \mu A.$$

Curentul absorbit de la sursa pozitivă este $I^+ = I_{C1} + I_{C2} + I_{C7} + I_{C8} = I_{C1} + I_{C2} + 2I_{C7} = 23 + 15 + 33 = 71\ \mu A$, iar cel absorbit de la sursa negativă este $I^- = I_{C3} + I_{C4} + I_{C5} + I_{C6} = 2I_{C3} + 2I_{C5} = 15 + 33 = 48\ \mu A$.

Ținînd seama de relațiile (3.7 (și (3.8), se poate scrie

$$I_{C2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{V_{CC} - 2V_{BE1}}{R_1 I_{Sp}}. \tag{3.9}$$

Dependența logaritmică a curentului $I_{C2}$ de $V_{CC}$ determină o relativă independență a curenților schemei de valoarea tensiunii de alimentare. Astfel, pentru $V_{CC} = 15\ V \Rightarrow I_{C2} = 15\ \mu A$, iar pentru $V_{CC} = 10\ V \Rightarrow I_{C2} = 14{,}6\ \mu A$.

Se determină cu ușurință că intrarea $I_2$ este intrarea neinversoare și $I_1$ intrarea inversoare.

Utilizînd circuitul de semnal mic, corespunzător unei comenzi diferențiale din figura 3.11, rezultă

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = g_{m3} (R_3 \| r_{o3} \| r_{\pi 6}) \cdot g_{m6} (r_{o6} \| R_{o8} \| \beta R_l),$$

unde $R_{o8}$ este rezistența de ieșire a sursei de curent $T_7$, $T_8$, iar

$$g_{m3} = 40\, I_{C3} = 40 \cdot 7{,}5 \cdot 10^{-3} = 0{,}3\ \text{mA/V},$$

$$g_{m6} = 40\, I_{C6} = 40 \cdot 16{,}5 \cdot 10^{-3} = 0{,}66\ \text{mA/V},$$

$$r_{\pi 6} = \frac{\beta_n}{g_{m6}} = \frac{180}{0{,}66} = 272\ k\Omega,$$

$$r_{o3} = \frac{V_{Ap}}{I_{C3}} = \frac{50}{7{,}5 \cdot 10^{-3}} = 6\,666\ k\Omega,$$

$$r_{o6} = \frac{V_{An}}{I_{C6}} = \frac{90}{16{,}5 \cdot 10^{-3}} = 5\,454\ k\Omega,$$

$$\beta R_l = 60 \cdot 100 = 6\,000\ k\Omega.$$

și $R_{o8} = \infty$ din cauza reacției negative foarte puternice realizate de rezistorul $R_7$.

Ținînd seama de valorile numerice determinate:

$$r_{o3} \| R_3 \| r_{\pi 6} = 300 \| 272 = 143\ k\Omega,$$

$$r_{o6} \| (\beta R_l) = 5\,454 \| 6\,000 = 2\,857\ k\Omega,$$

deci $a_v = 0{,}3 \cdot 143 \cdot 0{,}66 \cdot 2\,857 = 80\,893$, față de 60 000 valoarea tipică de catalog.

Excursia maximă a tensiunii de ieșire pozitive este:

$$V_{OM}^+ = V_{CC} - V_{BE9} - |V_{CE\,sat\,8}| - 2I_{C8}R_7 = 15 - 0{,}7 - 0{,}3 - 2 \cdot 50 \cdot 0{,}0165 = 12{,}35\ V,$$

$$V_{OM}^- = V_{CC} - |V_{BE10}| - V_{CE\,sat\,6} - I_{R_5} \cdot R_5 = 15 - 0{,}7 - 0{,}3 - 1{,}65 = 12{,}35\ V,$$

unde s-a considerat $|V_{CE\,sat}| = 0{,}3$ V.

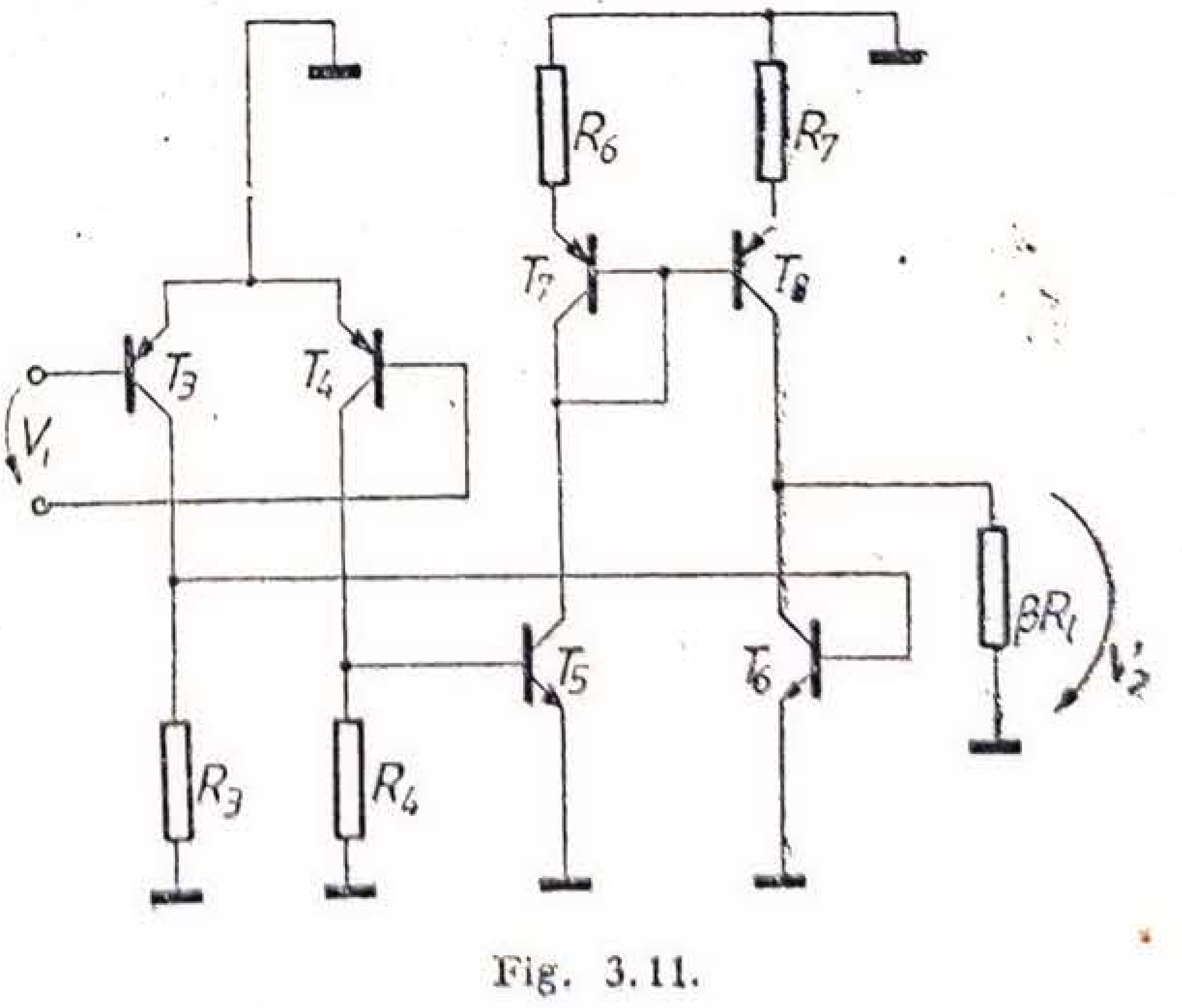


Fig. 3.11.

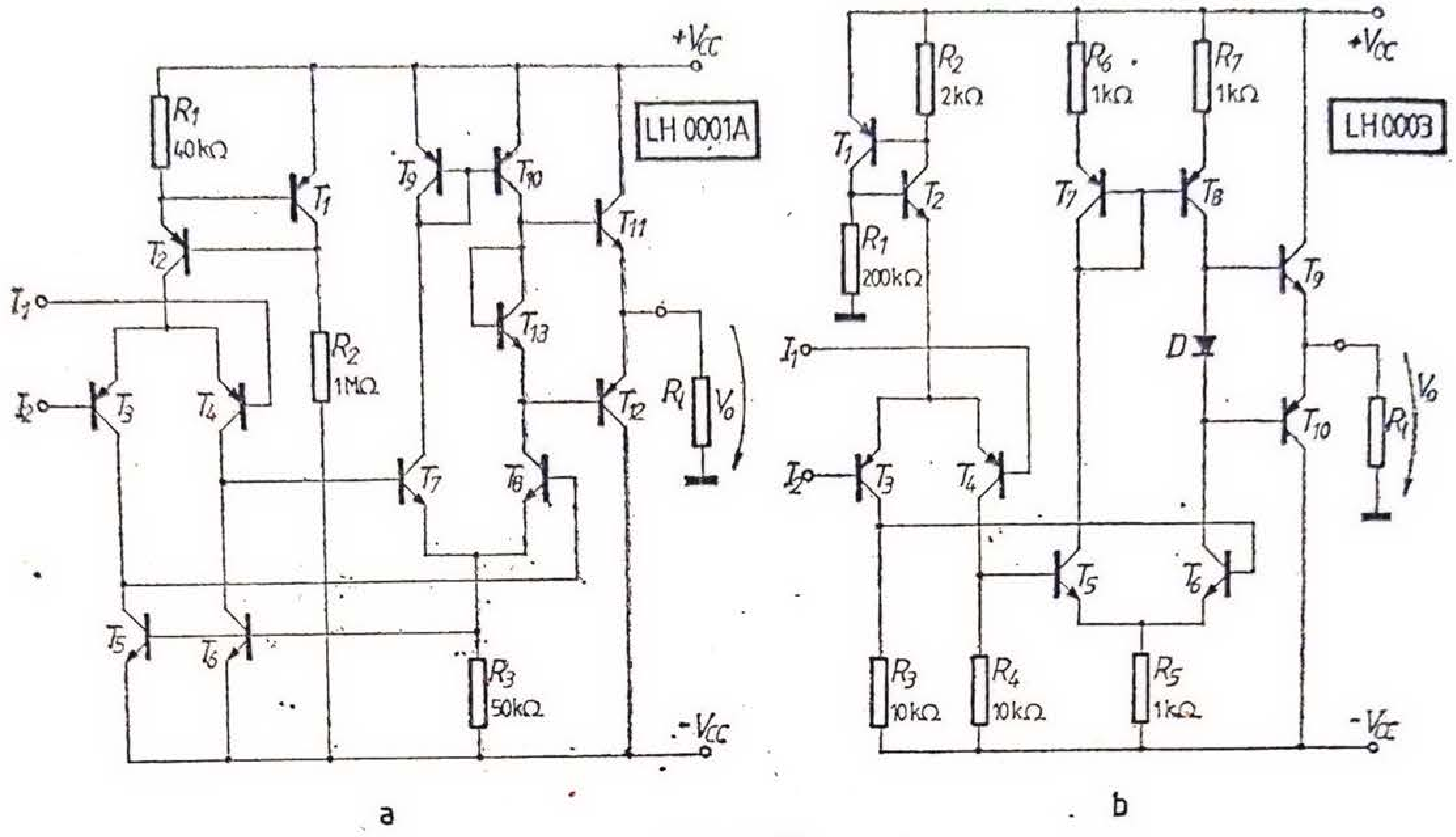



Fig. 3.12.

**3.8.** Să se repete problema anterioară pentru amplificatoarele operaţionale LH 0001A şi LH 0003 din figura 3.12a şi b.

*Soluţie.* Faţă de schema amplificatorului operaţional LH 0001 (fig. 3.10), amplificatorul LH 0001A are următoarele particularităţi: sursa de curent $T_1T_2$ este alimentată de la $-V_{CC}$, ceea ce reduce numărul terminalelor circuitului integrat, etajul diferenţial de intrare lucrează pe o sarcină activă realizată cu tranzistoarele $T_5$ şi $T_6$, iar etajul de ieşire lucrează în clasă AB, tranzistoarele finale fiind polarizate prin tranzistorul $T_{13}$ în conexiune de diodă. Schema include o reacţie negativă pe modul comun, asigurată prin conectarea bazelor tranzistoarelor $T_5T_6$ în emitoarele comune ale tranzistoarelor $T_7T_8$.

Pentru amplificatorul operaţional LH 0001A, neglijînd $V_{BE1}$ şi $V_{BE2}$, se pot face următoarele calcule:

$$I_{C1} = \frac{2V_{CC}}{R_2} = \frac{30}{1000} = 30\ \mu A, \qquad V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{Sp}} = 0{,}603\ V = 0{,}6\ V,$$

$$I_{C1} = \frac{2V_{CC} - 2V_{BE1}}{R_2} \doteq 29\ \mu A, \qquad I_{C2} = \frac{V_{BE1}}{R_1} = \frac{0{,}6}{40} = 15\ \mu A,$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{15}{2} = 7{,}5\ \mu A = I_{C5} = I_{C6},$$

$$I_{R3} = \frac{V_{BE6}}{R_3} = \frac{V_T}{R_3} \ln \frac{I_{C6}}{I_{Sn}} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{50} \ln \frac{7{,}5 \cdot 10^{-6}}{1{,}5 \cdot 10^{-15}} = 11{,}6\ \mu A,$$

$$I_{C7} = I_{C8} = \frac{I_{R3}}{2} = 5{,}8\ \mu A = I_{C9} = I_{C13},$$

$$V_{BE13} = V_T \ln \frac{I_{C13}}{I_{Sn}} = 26 \ln \frac{5{,}8 \cdot 10^{-6}}{15 \cdot 10^{-15}} = 524{,}6\ mV,$$

$$V_{BE11} = V_{BE12} = \frac{V_{BE13}}{2} = 0{,}262\ mV, \qquad I_{C11} = I_{C12} = I_S \exp \frac{0{,}262}{26} = 0{,}23\ nA,$$

$$I^+ = I_{C1} + I_{C3} + 2I_{C9} + I_{C11} = 29\ \mu A + 15\ \mu A + 14{,}6\ \mu A = 55{,}6\ \mu A,$$

$$I^- = I_{C6} + I_{R2} + I_{R3} + I_{C12} = 15\ \mu A + 29\ \mu A + 11{,}6\ \mu A = 55{,}6\ \mu A.$$

Intrarea $I_1$ este inversoare, iar $I_2$ neinversoare, deci

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = g_{m3}(r_{o5}\|r_{\pi 8}\|r_{o3}) \cdot g_{m8}[(\beta R_l)\|r_{o8}\|r_{o10}],$$

unde

$$g_{m3} = 40\,I_{C3} = 40 \cdot 0{,}0075 = 0{,}3 \ \text{mA/V}, \qquad g_{m8} = 40\,I_{C8} = 40 \cdot 0{,}0058 = 0{,}2 \ \text{mA/V},$$

$$r_{o5} = \frac{V_{An}}{I_{C5}} = \frac{90 \ \text{V}}{0{,}0075 \ \text{mA}} = 12 \ \text{M}\Omega, \qquad r_{o8} = \frac{V_{An}}{I_{C8}} = \frac{90 \ \text{V}}{0{,}0058 \ \text{mA}} = 15{,}5 \ \text{M}\Omega$$

$$r_{\pi 8} = \frac{\beta_n}{g_{m8}} = \frac{180}{0{,}2} = 900 \ \text{k}\Omega, \qquad r_{o3} = \frac{V_{Ap}}{I_{C3}} = \frac{50 \ \text{V}}{0{,}0075 \ \text{mA}} = 6{,}66 \ \text{M}\Omega,$$

$$r_{o10} = \frac{V_{Ap}}{I_{C10}} = \frac{50 \ \text{V}}{0{,}0058 \ \text{mA}} = 8{,}62 \ \text{M}\Omega.$$

Prin urmare

$$a_v = 0{,}3 \cdot 730 \cdot 0{,}2 \cdot 2\,870 = 125\,706,$$

unde

$$r_{o5}\|r_{o3}\|r_{\pi 8} = 0{,}743 \ \text{M}\Omega, \qquad (\beta R_l)\|r_{o8}\|r_{o10} = 2{,}87 \ \text{M}\Omega,$$

$$V_{OM}^{+} = V_{CC} - |V_{CE\,sat\,10}| - V_{BE11} = 15 - 0{,}3 - 0{,}7 = 14 \ \text{V},$$

$$V_{OM}^{-} = V_{CC} - R_3 \cdot I_{C3} - V_{CE\,sat\,8} - |V_{BE12}| = 15 - 50 \cdot 0{,}0075 - 0{,}3 - 0{,}7 = 13{,}625 \ \text{V}.$$

Pentru amplificatorul LH 0003, neglijînd tensiunile $V_{BE1}$ și $V_{BE2}$, rezultă:

$$I_{C1} = \frac{15}{200} = 0{,}075 \ \text{mA} = 75 \ \mu\text{A},$$

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{Sp}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{75 \cdot 10^{-6}}{2{,}5 \cdot 10^{-15}} \cong 0{,}63 \ \text{V},$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE1}}{R_1} = \frac{15 - 2 \cdot 0{,}63}{200} \cong 0{,}069 \ \text{mA},$$

$$I_{C2} = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{0{,}63}{2} = 0{,}315 \ \text{mA},$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C2}}{2} \cong 0{,}16 \ \text{mA},$$

$$V_{R4} = I_{C4} \cdot R_4 = 0{,}16 \cdot 10 = 1{,}6 \ \text{V}.$$

Admițînd $V_{BE5} = 0{,}6$ V rezultă

$$V_{R5} = 1{,}6 - 0{,}6 = 1 \ \text{V}, \qquad I_{R5} = \frac{1 \ \text{V}}{1 \ \text{k}\Omega} = 1 \ \text{mA}, \qquad I_{C5} = I_{C6} = \frac{I_{R5}}{2} = 0{,}5 \ \text{mA}$$

și, recalculînd $V_{BE5}$, se obține

$$V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{Sn}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{1{,}5 \cdot 10^{-15}} = 0{,}69 \ \text{V},$$

$$V_{R5} \cong 1{,}6 - 0{,}7 \cong 0{,}9 \ \text{V},$$

$$I_{R5} = \frac{0{,}9}{1} = 0{,}9 \ \text{mA}, \qquad I_{C5} = I_{C6} = \frac{0{,}9}{2} = 0{,}45 \ \text{mA},$$

$$I_{C5} \cong I_{C7} = 0{,}45 \ \text{mA}, \qquad I_{C8} \cong I_{C6} = 0{,}45 \ \text{mA}.$$

Dioda $D$ trebuie să fie de același tip cu tranzistoarele finale deci

$$V_D = V_T \ln \frac{I_{C8}}{I_{S9}} = 26 \cdot 10^{-3} \ln \frac{0{,}45 \cdot 10^{-3}}{10^{-14}} \cong 0{,}64 \text{ V},$$

$$V_{BE9} = V_{BE10} = \frac{V_D}{2} = 0{,}32 \text{ V},$$

$$I_{C9} = I_{C10} = I_{S9} \exp \frac{V_{BE9}}{V_T} = 10^{-14} \exp \frac{0{,}32}{26 \cdot 10^{-3}} = 2{,}21 \cdot 10^{-9} \text{ A} = 2{,}21 \text{ nA},$$

$$I^+ = I_{C1} + I_{C2} + I_{C7} + I_{C8} + I_{C9} = 1{,}284 \text{ mA},$$

$$I^- = I_{C3} + I_{C4} + I_{C5} + I_{C6} + I_{C10} = 1{,}22 \text{ mA},$$

$$a_v = g_{m3} (R_3 \| r_{o3} \| r_{\pi 5}) \cdot g_{m6} [r_{o6} \| R_{o8} \| (\beta R_l)],$$

unde

$$g_{m3} = 40\, I_{C3} = 40 \cdot 0{,}16 = 6{,}4 \text{ mA/V}, \qquad g_{m6} = 40\, I_{C6} = 40 \cdot 0{,}45 = 18 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi 6} = \frac{\beta_n}{g_{m6}} = \frac{180}{18} = 10 \text{ k}\Omega, \qquad r_{o3} = \frac{V_{Ap}}{I_{C3}} = \frac{50 \text{ V}}{0{,}16 \text{ mA}} = 312{,}6 \text{ k}\Omega,$$

$$r_{o6} = \frac{V_{An}}{I_{C6}} = \frac{90 \text{ V}}{0{,}45 \text{ mA}} = 200 \text{ k}\Omega, \qquad \beta R_l = 60 \cdot 100 = 6\,000 \text{ k}\Omega,$$

$$r_{\pi 8} = \frac{\beta_p}{g_{m8}} = \frac{20}{18} = 1{,}11 \text{ k}\Omega, \qquad r_{o8} = \frac{V_{Ap}}{I_{C8}} = \frac{50 \text{ V}}{0{,}45 \text{ mA}} = 111 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{o8} = r_{o8} \left(1 + \frac{\beta_p R_7}{R_7 + r_{\pi 8} + R_6}\right) = 111 \left(1 + \frac{20 \cdot 1}{1 + 1{,}11 + 1}\right) = 824 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 \| r_{o3} \| r_{\pi 6} = 4{,}92 \text{ k}\Omega, \qquad r_{o6} \| R_{o8} \| (\beta R_l) = 156 \text{ k}\Omega,$$

$$a_v = 6{,}4 \cdot 4{,}92 \cdot 18 \cdot 156 = 88\,418,$$

$$V^+_{OM} = V_{CC} - V_{BE9} - |V_{CE\,\text{sat}\,8}| - 2R_7 \cdot I_{C8} = 15 - 0{,}7 - 2 \cdot 0{,}45 = 13{,}1 \text{ V},$$

$$V^-_{OM} = V_{CC} - |V_{BE10}| - V_{CE\,\text{sat}\,6} - I_{R5} \cdot R_5 = 13{,}1 \text{ V}.$$

**3.9.** Se consideră schema amplificatorului operațional din figura 3.13.

a. Să se calculeze punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor precum și tensiunea de ieșire, admițînd că cele două intrări sînt conectate la masă. Se consideră $|V_{BE}| = 0{,}7$ V și $\beta_F = 100$.

b. Să se explice rolul tranzistoarelor $T_5$ și $T_{6b}$, precum și al rezistenței de 200 Ω din colectorul lui $T_4$.

c. Să se calculeze amplificarea pe modul diferențial pe o sarcină de 1 kΩ, admițînd $\beta_0 = 100$, $r_x = 0$ și $r_o = r_\mu = \infty$.

d. Să se indice particularitățile schemei de care trebuie să se țină sema pentru a determina amplificarea pe modul comun.

e. Să se calculeze puterea de curent continuu precum și sinusoidală ce poate fi debitată într-o sarcină de 1,1 kΩ.

*Soluție.* $V_{R6} = \dfrac{15 \text{ V} \cdot 2 \text{ k}\Omega}{7{,}5 \text{ k}\Omega} = 4$ V, $V_{R11} = 4$ V, $I_{R11} = \dfrac{V_{R11}}{R_{11}} = \dfrac{4 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 2$ mA.

Neglijînd curenții de bază și admițînd tranzistoarele $T_{3a}$ și $T_{3b}$ perfect simetrice, rezultă:

$$I_{C8a} = I_{C8b} = \frac{I_{R11}}{2} = 1 \text{ mA}, \qquad I_{R8} = I_{R11} = 2 \text{ mA},$$

$$V_{R8} = R_8 I_{R8} = 1{,}4 \cdot 2 = 2{,}8 \text{ V},$$

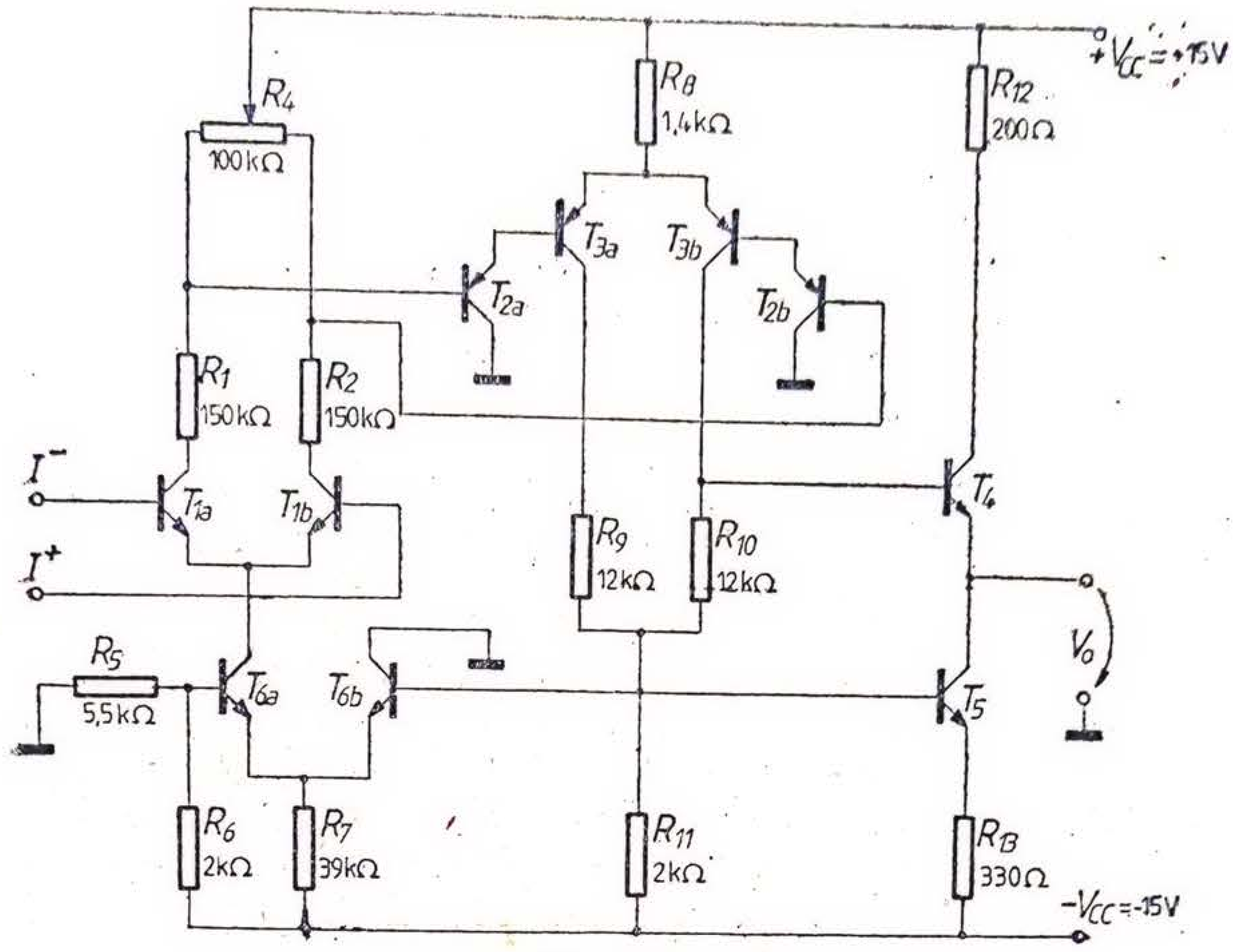



Fig. 3.13.

$$|V_{CE3a}| = |V_{CE3b}| = 2V_{CC} - V_{R8} - V_{R9} - V_{R11} = 30 - 2{,}8 - 12 - 4 = 11{,}2 \text{ V},$$

$$|V_{CE2a}| = |V_{CE2b}| = V_{CC} - V_{R8} - |V_{BE}| = 15 - 2{,}8 - 0{,}7 = 11{,}5 \text{ V},$$

$$I_{C2a} = I_{C2b} = \frac{I_{C3a}}{\beta} = 10 \ \mu\text{A}.$$

Tensiunile față de masă pe colectoarele tranzistoarelor $T_1$ sînt

$$V_{C1a} = V_{C1b} = V_{CC} - V_{R8} - 2|V_{BE}| = 15 - 2{,}8 - 1{,}4 = 10{,}8 \text{ V}.$$

Tensiunea pe rezistența de colector $\left(R_1 + \frac{R_4}{2}\right)$ a tranzistoarelor $T_1$ este

$$V_{\left(R_1 + \frac{R_4}{2}\right)} = V_{CC} - V_{C1b} = 15 - 10{,}8 = 4{,}2 \text{ V},$$

$$I_{C1a} = I_{C1b} = \frac{4{,}2}{R_1 + \frac{R_4}{2}} = \frac{4{,}2 \text{ V}}{200 \text{ k}\Omega} = 22 \ \mu\text{A},$$

$$I_{C6a} = I_{C1a} + I_{C1b} = 44 \ \mu\text{A},$$

$$I_{R7} = \frac{V_{R6} - V_{BE}}{R_7} = \frac{3{,}3 \text{ V}}{39 \text{ k}\Omega} = 85 \ \mu\text{A},$$

$$I_{C6b} = I_{R7} - I_{C6a} = 85 - 44 = 41 \ \mu\text{A},$$

$$V_{E6a} = V_{E6b} = -V_{CC} + V_{R6} - V_{BE} = -15 + 4 - 0{,}7 = -11{,}7 \text{ V},$$

$$V_{CE6a} = V_{C6a} - V_{E6a} = -0{,}7 + 11{,}7 = 11 \text{ V},$$

$$V_{CE6b} = -V_{E6a} = 11{,}7 \text{ V},$$

$$V_{C3b} = -V_{CC} + V_{R11} + V_{R10} = -15 + 4 + 12 = +1 \text{ V},$$

$$V_o = V_{B4} - V_{BE} = V_{C3b} - V_{BE} = 1 - 0{,}7 = 0{,}3 \text{ V},$$

$$V_{B5} = V_{B6} = -11 \text{ V},$$

$$V_{R13} = V_{R11} - 0{,}7 = 4 - 0{,}7 = 3{,}3 \text{ V},$$

$$I_{C5} = I_{C4} = \frac{V_{R13}}{R_{13}} = \frac{3{,}3}{330} = 10 \text{ mA},$$

$$V_{CE5} = V_o - V_{E5} = 0{,}3 + 11{,}7 = 12 \text{ V},$$

$$V_{CE4} = V_{CC} - V_{R12} - V_o = 15 - 0{,}2 \cdot 10 - 0{,}3 = 12{,}7 \text{ V}.$$

Rezultatele obținute sînt adunate în tabelul 3.1. Pentru o precizie mai mare ar fi necesar să se țină seama de variațiile parametrilor tranzistoarelor în funcție de punctul static de funcționare: de exemplu pentru $I_C = 10$ mA și $I_C = 22$ μA, $\beta_0$ nu rămîne 100 și nici $V_{BE} = 0{,}7$ V.

*Tabelul 3.1*

| | $T_{1a}$ | $T_{1b}$ | $T_{2a}$ | $T_{2b}$ | $T_{3a}$ | $T_{3b}$ | $T_4$ | $T_5$ | $T_{6a}$ | $T_{6b}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $V_{CE}$ [V] | 11,5 | 11,5 | −11,5 | −11,5 | −11,2 | −11,2 | 12,7 | 12 | 11 | 11,7 |
| $I_C$ [μA] | 22 | 22 | 10 | 10 | 1 000 | 1 000 | 10 000 | 10 000 | 44 | 41 |

Tranzistoarele $T_{6a}$ și $T_{6b}$ alcătuiesc împreună o structură de amplificator diferențial. Tensiunea aplicată pe baza tranzistorului $T_{6b}$ și implicit curentul său de colector sînt proporționali cu curentul total al tranzistoarelor $T_3$, deci cu semnalul de mod comun aplicat la intrare. Ca urmare, curentul de colector al tranzistorului $T_{6a}$ variază în sens invers, ceea ce reduce efectul tensiunii de intrare de mod comun pe seama reacției negative astfel realizate.

Tranzistorul $T_5$ este sarcina activă a repetorului de ieșire realizat cu $T_4$. În plus, prin aplicarea pe baza sa a tensiunii de mod comun de pe rezistența $R_{11}$ se realizează încă o reacție negativă pe modul comun.

Rezistorul $R_{12} = 200\ \Omega$ are rolul de a proteja la supracurent tranzistorul final $T_4$.

Amplificarea în tensiune diferențială este produsul amplificărilor în tensiune a etajelor constitutive: etajul de intrare diferențial, etajul de amplificare intermediar (tot cu o structură de diferențial utilizînd tranzistoare în configurație Darlington) și etajul de ieșire de tip repetor pe emitor, deci

$$a_v = a_{v1} \cdot \frac{1}{2}\, a_{v2} \cdot a_{v3},$$

unde factorul 1/2 s-a introdus din cauza ieșirii asimetrice din cel de-al doilea etaj.

Calculul amplificării impune determinarea parametrilor circuitului echivalent natural al tranzistoarelor

$$g_m = 40\, I_C \qquad g_{m1} = 40 \cdot 0{,}022 = 0{,}88 \text{ mA/V}, \qquad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \qquad r_{\pi 1} = \frac{100}{0{,}88} = 120 \text{ k}\Omega,$$

$$g_{m2} = 40 \cdot 0{,}01 = 0{,}4 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 2} = \frac{100}{0{,}4} = 250 \text{ k}\Omega,$$

$$g_{m3} = 40 \cdot 1 = 40 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 3} = \frac{100}{40} = 2{,}5 \text{ k}\Omega,$$

$$a_{v1} = \frac{\beta_1 \left(R_1 + \frac{R_4}{2}\right)}{r_{\pi 1}} = g_{m1}\left(R_1 + \frac{R_4}{2}\right) = 0{,}88 \cdot 200 = 176,$$

$$a_{v2} = \frac{\beta_1\beta_2 R_9}{R_1 + \frac{R_4}{2} + r_{\pi 2} + \beta r_{\pi 3}} = \frac{100 \cdot 100 \cdot 12}{200 + 250 + 250} = 171{,}43,$$

$$a_{v3} \cong 1,$$

$$a_v = 15\,083.$$

Calculul amplificării pe modul comun trebuie făcut ţinînd seama de reacţia negativă pe modul comun.

Pentru a determina valoarea maximă a tensiuni pozitive se observă că, pentru tensiuni de ieşire pozitive, tranzistoarele $T_4$ şi $T_{3b}$ evoluează spre saturaţie; deoarece $T_4$ fiind în conexiune de repetor nu poate fi saturat, tensiunea de ieşire maximă pozitivă va fi

$$V^+_{0\,\text{Max}} = V_{CC} - I_8 R_8 - |V_{CE\,\text{sat}\,3b}| - V_{BE4} = 15 - 1{,}4 \cdot 2 - 0{,}3 - 0{,}7 = 11{,}2\ \text{V},$$

dacă curentul prin sarcină are o valoare suficient de mică pentru ca tensiunea de ieşire să nu fie limitată de căderea de tensiune la bornele rezistenţei de protecţie de 200 Ω.

Pentru excursii negative ale tensiunii de ieşire, tranzistoarele $T_4$ şi $T_{3b}$ evoluează spre blocare. Valoarea maximă a tensiunii de ieşire negative va fi

$$V^-_{0\,\text{Max}} = V_{CC} - I_{11}R_{11} - V_{BE4} = 15 - 2 \cdot 2 - 0{,}7 = 10{,}3\ \text{V}.$$

Rezultă, deci, că amplitudinea maximă a unei tensiuni de ieşire simetrice este de 10,3 V.

Pentru o sarcină de 1,1 kΩ puterea maximă utilă de curent continuu este

$$P_u = \frac{V^2_{0M}}{R_l} = \frac{10{,}3^2}{1{,}1} = 96{,}45\ \text{mW},$$

iar cea corespunzătoare unui semnal sinusoidal este

$$P_u = \frac{V^2_{0M}}{2R_l} = 48{,}22\ \text{mW}.$$

**3.10.** În figura 3.14 se dă schema amplificatorului operaţional integrat CA 3048 (RCA).

a. Să se calculeze valoarea rezistenţei $R_8$ astfel încît curentul de colector al lui $T_6$ să fie de 5 mA. Se consideră $V_{BE} = 0{,}7$ V şi $\beta = 200$ pentru tranzistoare.

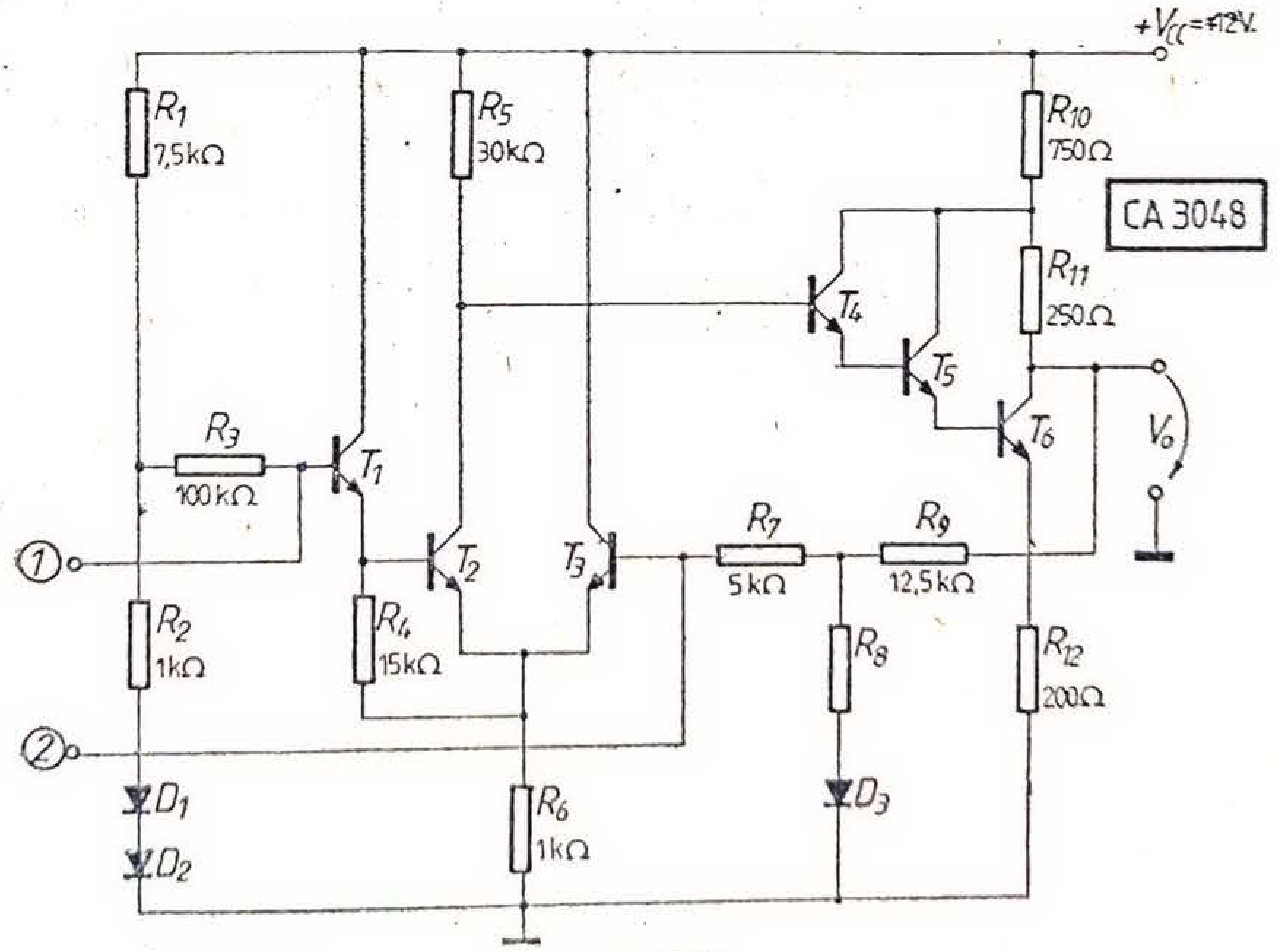



Fig. 3.14.

b. Să se identifice borna de intrare inversoare și borna de intrare neinversoare.
c. Care este amplificarea în tensiune a etajului final?
d. Dacă se aplică pe borna 1 o tensiune $V_i$, cît este amplificarea $V_o/V_i$?
e. Se conectează între borna 2 și masă, printr-un condensator, o rezistență $R = 1$ kΩ, iar pe borna 1 se aplică tensiunea $V_i$. Ce valoare are amplificarea $V_o/V_i$?
f. Borna 2 se conectează la masă printr-un condensator avînd impedanța zero la frecvențele de lucru. Cît este rezistența de intrare între borna 1 și masă?

*Soluție.* Deoarece $I_{C4}, I_{C5} \ll I_{C6}$, rezultă $I_{R10} \cong I_{R11} \cong I_{C6} = 5$ mA.
Tensiunea pe colectorul lui $T_6$ față de masă este $V_{C6} = V_{CC} - I_{C6}(R_{10} + R_{11}) = 12 - 5 \cdot 1 = 7$ V. Neglijînd $I_{B3}$ se obține căderea de tensiune la bornele rezistenței $R_8$:

$$V_{R8} = \frac{V_{C6} - V_D}{R_8 + R_9} \cdot R_8 = \frac{7 - 0{,}7}{12{,}5 + R_8} \cdot R_8.$$

Tensiunea pe baza lui $T_1$ în raport cu masa este

$$V_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_D}{R_1 + R_2} \cdot R_2 + 2V_D = 2{,}65 \text{ V},$$

iar $V_{B2} = 2{,}65 - 0{,}7 = 1{,}95$ V și $V_{B3} = V_{B2} = 1{,}95$ V, deci $V_{R8} = 1{,}95 - 0{,}7 = 1{,}25$ V.
Egalînd cele două rezultate obținute pentru $V_{R8}$ rezultă $R_8 = 3$ kΩ.
Urmărind faza semnalelor de ieșire din etajele succesive de amplificare în funcție de faza semnalului aplicat pe borna 1, se identifică cu ușurință că borna 1 este neinversoare, iar borna 2 inversoare.
Neglijînd încărcarea etajului final prin $R_9$ și $R_8$, rezultă amplificarea sa în tensiune:

$$a_{v7} = -\frac{R_{10} + R_{11}}{R_{12}} = -\frac{1\,000}{200} = -5.$$

Schema de curent alternativ a configurației din figura 3.14 poate fi de enată ca în figura 3.15, în care rezistența dinamică a diodei $D_3$ este $R_{D3} = \dfrac{V_T}{I_{D3}}$; dar $I_{D3} = I_{R8} = \dfrac{V_{CC} - V_{D3}}{R_8 + R_9} = \dfrac{7 - 0{,}7}{15{,}5} = 0{,}4$ mA, deci $R_{D3} = \dfrac{26 \text{ mV}}{0{,}4 \text{ mA}} = 65$ Ω, valoare neglijabilă față de $R_8 = 3$ kΩ.
Considerînd, ca în cazul schemelor cu amplificatoare operaționale, $I_i = 0$, rezultă $\dfrac{V_i}{V_o} = \dfrac{R_8}{R_8 + R_9}$, de unde $a_v = \dfrac{V_o}{V_i} = 1 + \dfrac{R_9}{R_8} = 1 + \dfrac{12{,}5}{8} = 5{,}16.$

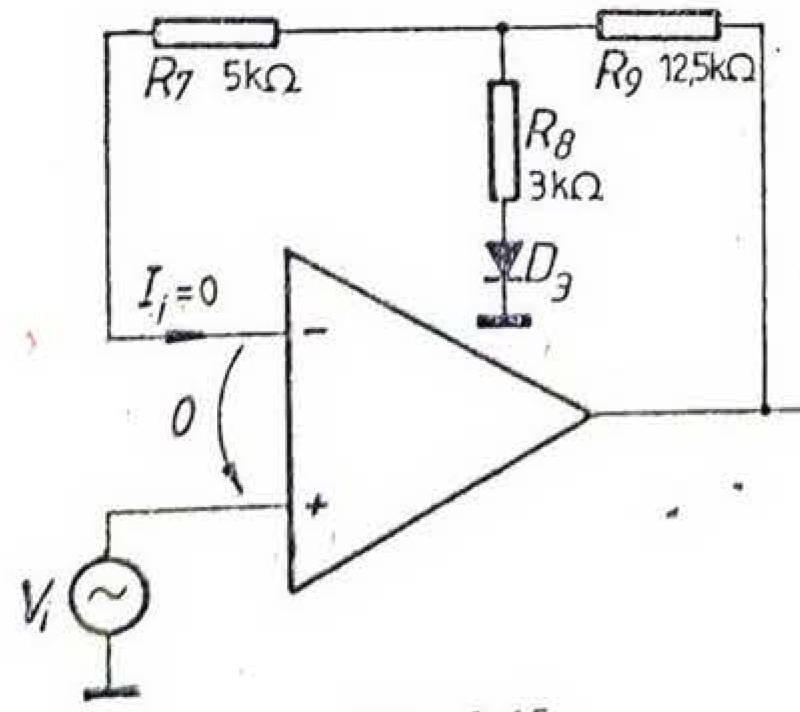


Fig. 3.15.

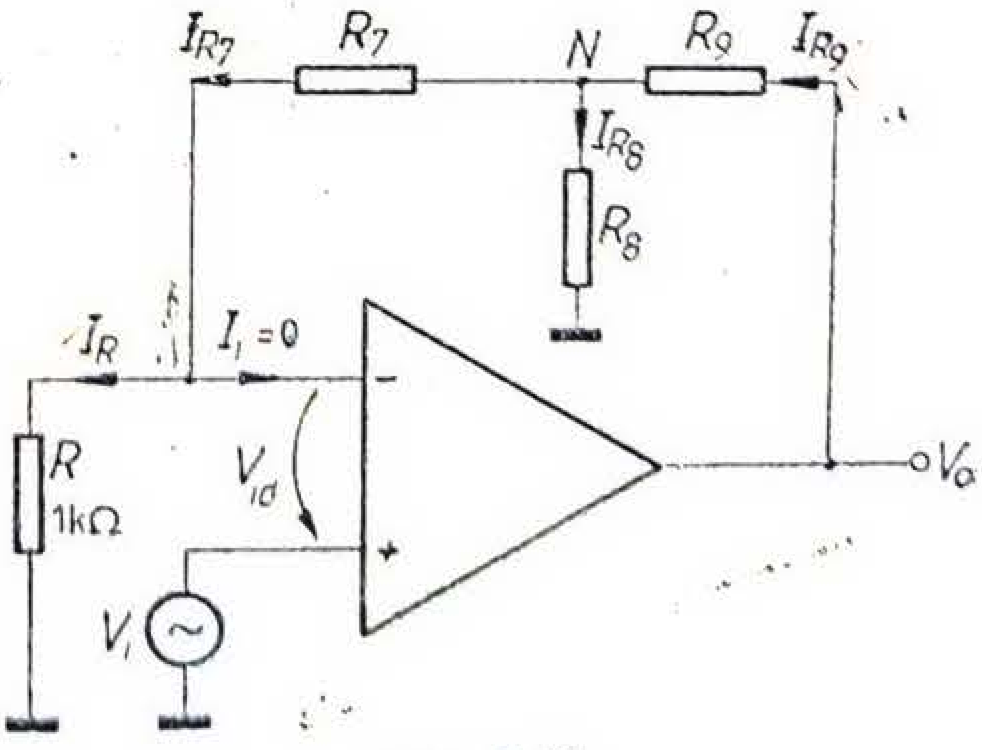


Fig. 3.16.

Dacă se conectează între borna 2 și masă o rezistență de 1 kΩ, schema de curent alternativ a configurației considerate are aspectul din figura 3.16; neglijînd curenții prin cele două intrări și admițînd $V_{id} = 0$, se poate scrie

$$I_R = \frac{V_i}{R}, \qquad I_{R7} = \frac{V_i}{R}, \qquad V_{R8} = V_i + \frac{V_i}{R} \cdot R_7,$$

$$I_{R8} = \frac{V_i\left(1 + \frac{R_7}{R}\right)}{R_8}, \qquad I_{R9} = \frac{V_o - V_{R8}}{R_9} = \frac{V_o - V_i\left(1 + \frac{R_7}{R}\right)}{R_9}.$$

Scriind legea lui Kirchhoff în nodul $N$ rezultă:

$$I_{R7} + I_{R8} = I_{R9} \quad \text{și} \quad \frac{V_i}{R} + \frac{V_i}{R_8}\left(1 + \frac{R_7}{R}\right) = \frac{V_o - V_i\left(1 + \frac{R_7}{R}\right)}{R_9},$$

ceea ce permite determinarea amplificării în tensiune ca fiind

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_7}{R}\right)\left(1 + \frac{R_9}{R_8} + \frac{R_9}{R + R_7}\right) = 6 \cdot 7,16 = 42,96.$$

Dacă intrarea 2 se conectează printr-un condensator la masă, schema în curent alternativ a etajului de intrare se poate desena ca în figura 3.17. Se obține:

$$Z_i = (R_3 + R_1 \| R_2) \| \left\{ r_{\pi 1} + \beta_1 \left[ R_4 \| r_{\pi 2} + \beta_2 \frac{R_4}{r_{\pi 2} + R_4} \left( R_6 \| \frac{r_{\pi 3}}{\beta_3} \right) \right] \right\}.$$

Calculul mărimii $Z_i$ implică determinarea rezistențelor $r_\pi$ ale tranzistoarelor, respectiv punctele lor de funcționare

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - R_{12} I_{C6} - 3V_{BE}}{R_5} = \frac{12 - 1 - 2,1}{30} = 0,3 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = \frac{V_{BE2}}{R_4} = \frac{0,7}{15} = 0,05 \text{ mA},$$

$$g_{m2} = 40 \cdot 0,3 = 12 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi 2} = \frac{\beta}{g_{m2}} = 16,6 \text{ k}\Omega,$$

$$g_{m1} = 40 \cdot 0,05 = 2 \text{ mA/V}; \qquad r_{\pi 1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = 100 \text{ k}\Omega,$$

$$I_{R6} = \frac{V_{B2} - V_{BE}}{R_6} = \frac{1,25}{1} = 1,25 \text{ mA},$$

$$I_{C3} = I_{R6} - I_{C2} - I_{C1} = 1,25 - 0,3 - 0,05 = 0,9 \text{ mA},$$

$$g_{m3} = 40 \cdot 0,9 = 36 \text{ mA/V};$$

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta}{g_{m3}} = 5,6 \text{ k}\Omega,$$

de unde rezultă $Z_i = 94$ kΩ.

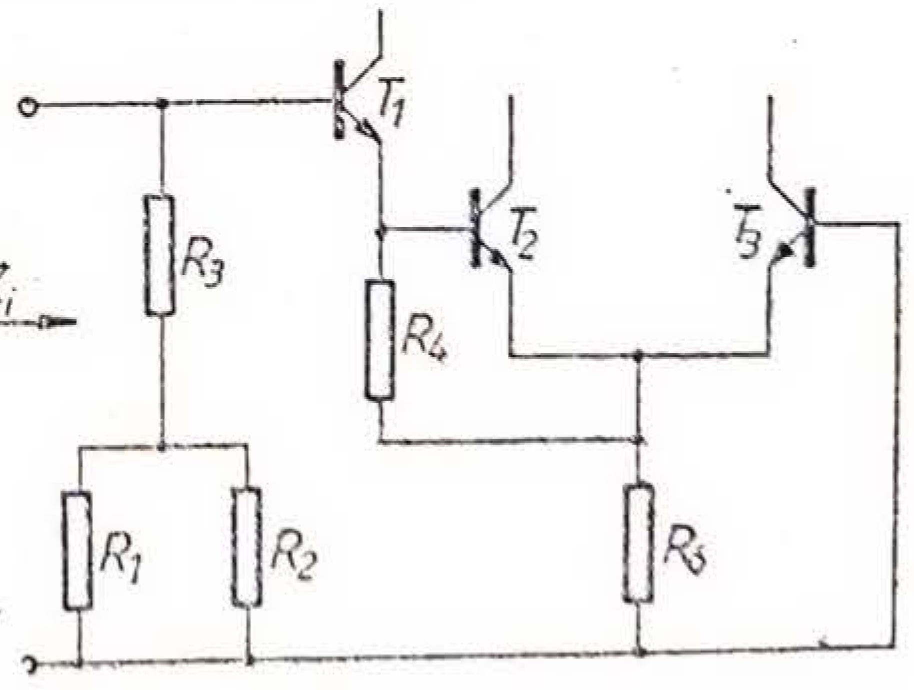


Fig. 3.17.

**3.11.** În figura 3.18 se indică schema amplificatorului integrat de bandă largă MC 1533. Capacitoarele $C_P$ și $C_F$ sînt capacitoare de valori mici (cîțiva picofarazi); ele sînt incluse în chip și au rolul de a asigura o funcționare stabilă a ampli-

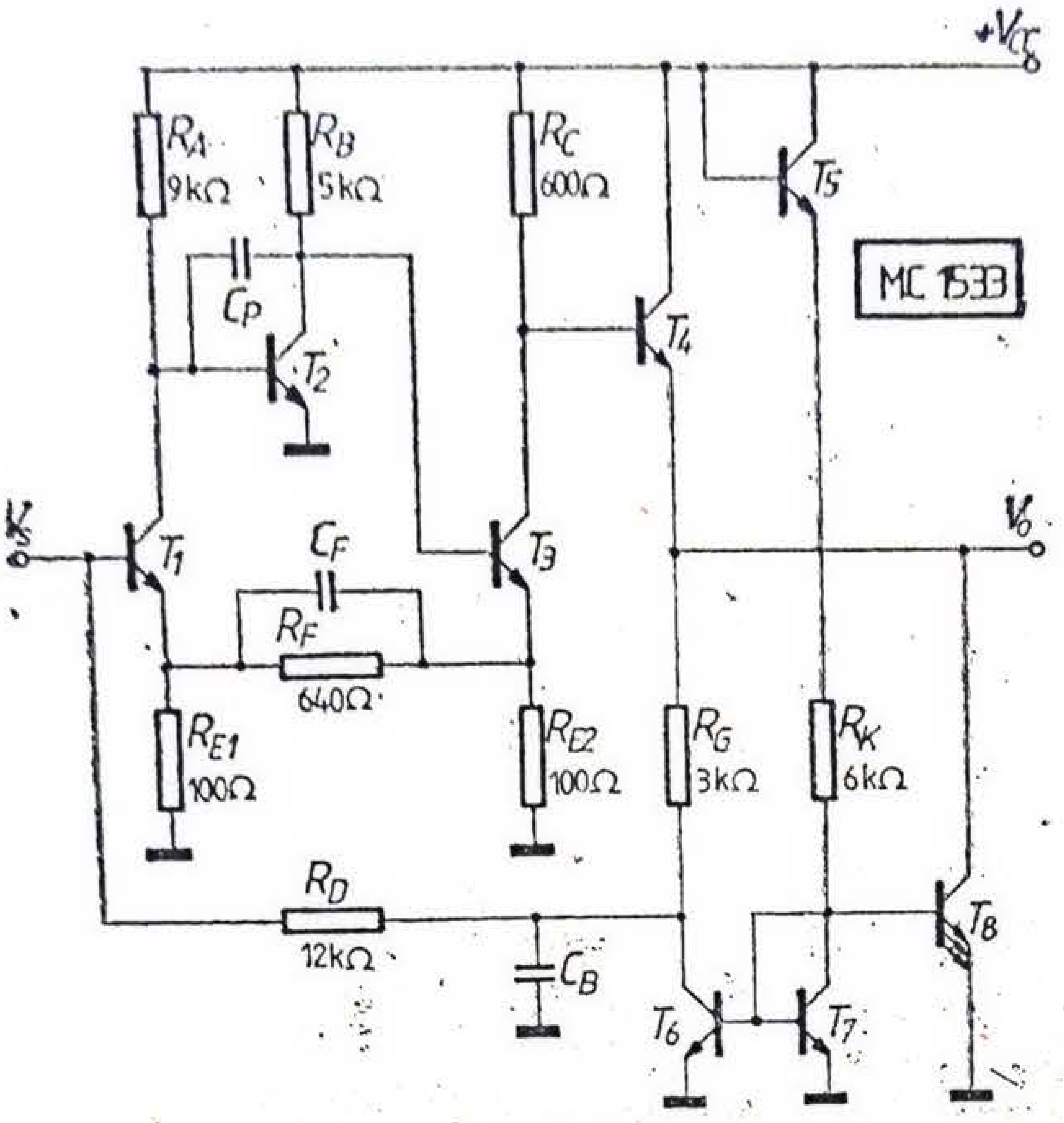



Fig. 3.18.

ficatorului. Capacitorul $C_B$ este extern şi realizează o decuplare în domeniul frecvenţelor de lucru.

Să se calculeze cîştigul buclei, rezistenţa de intrare şi rezistenţa de ieşire. Care este valoarea amplificării în tensiune în domeniul frecvenţelor joase?

Se consideră o alimentare de la $V_{CC} = +6$ V. Tranzistoarele sînt identice, avînd $|V_{BE}| = 0{,}6$ V, $\beta = 100$, $r_x = 0$, $r_o = r_\mu = \infty$.

*Soluţie.* Schema din figura 3.18 corespunde unui amplificator cu reacţie de tip serie-serie. Amplificarea este realizată de tranzistoare $T_1$, $T_2$ şi $T_3$, reacţia aplicîndu-se din emitorul lui $T_3$ în emitorul lui $T_1$. Tensiunea de ieşire, de la bornele rezistenţei $R_C$, este furnizată, pe borna de ieşire propriu-zisă a amplificatorului, prin intermediul repetorului pe emitor $T_4$, ceea ce asigură o impedanţă de ieşire mică. Restul circuitului este destinat polarizării.

Analiza circuitului începe cu determinarea condiţiilor de funcţionare în repaus:

$$I_{R_K} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_K} = \frac{6 - 1{,}2}{6} = 0{,}8 \text{ mA}.$$

Deoarece tranzistorul $T_8$ are o arie de emitor de trei ori mai mare decît $T_6$ şi $T_7$, rezultă că $I_{C8} = 3 \cdot 0{,}8 = 2{,}4$ mA, iar $I_{C6} = I_{C7} = 0{,}8$ mA.

Neglijînd ca de obicei curenţii de bază, rezultă $I_{C4} \cong I_{C8} + I_{C6} = 2{,}4 + 0{,}8 = 3{,}2$ mA.

Tranzistorul $T_6$ are rolul de a permite obţinerea unei reacţii negative pe curent continuu, în scopul stabilizării punctelor statice de funcţionare; rezistenţa $R_G$ este astfel dimensionată, încît să determine o cădere de tensiune suficientă în curent continuu la bornele ei, pentru a permite conectarea rezistenţei $R_D$ înapoi, pe baza tranzistorului $T_1$. Astfel, tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$ şi $T_4$ sînt cuprinse într-o buclă de reacţie negativă în curent continuu:

$$I_{R_A} = I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R_A} = \frac{5{,}4}{9} = 0{,}6 \text{ mA}.$$

Deoarece rezistenţa $R_{E1}$ este mică, $V_{B1} = V_{BE} + V_{RE1} \cong V_{BE} = 0{,}6$ V şi, neglijînd curentul $I_{B1}$, rezultă $V_{C6} = V_{B1} = 0{,}6$ V, deci valoarea de curent continuu a tensiunii de ieşire este $V_o = V_{C6} + I_{C6}R_6 = 0{,}6 + 0{,}8 \cdot 3 = 3$ V, iar $V_{C3} = V_o + V_{BE} = 3 + 0{,}6 = 3{,}6$ V. Atunci

$$I_{C3} \cong \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R_C} = \frac{6 - 3{,}6}{0{,}600} = 4 \text{ mA},$$

$$V_{B3} = V_{C2} = R_{E2}I_{C3} + V_{BE} = 4 \cdot 0{,}1 + 0{,}6 = 1 \text{ V},$$

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_B} = \frac{6 - 1}{5} = 1 \text{ mA}.$$

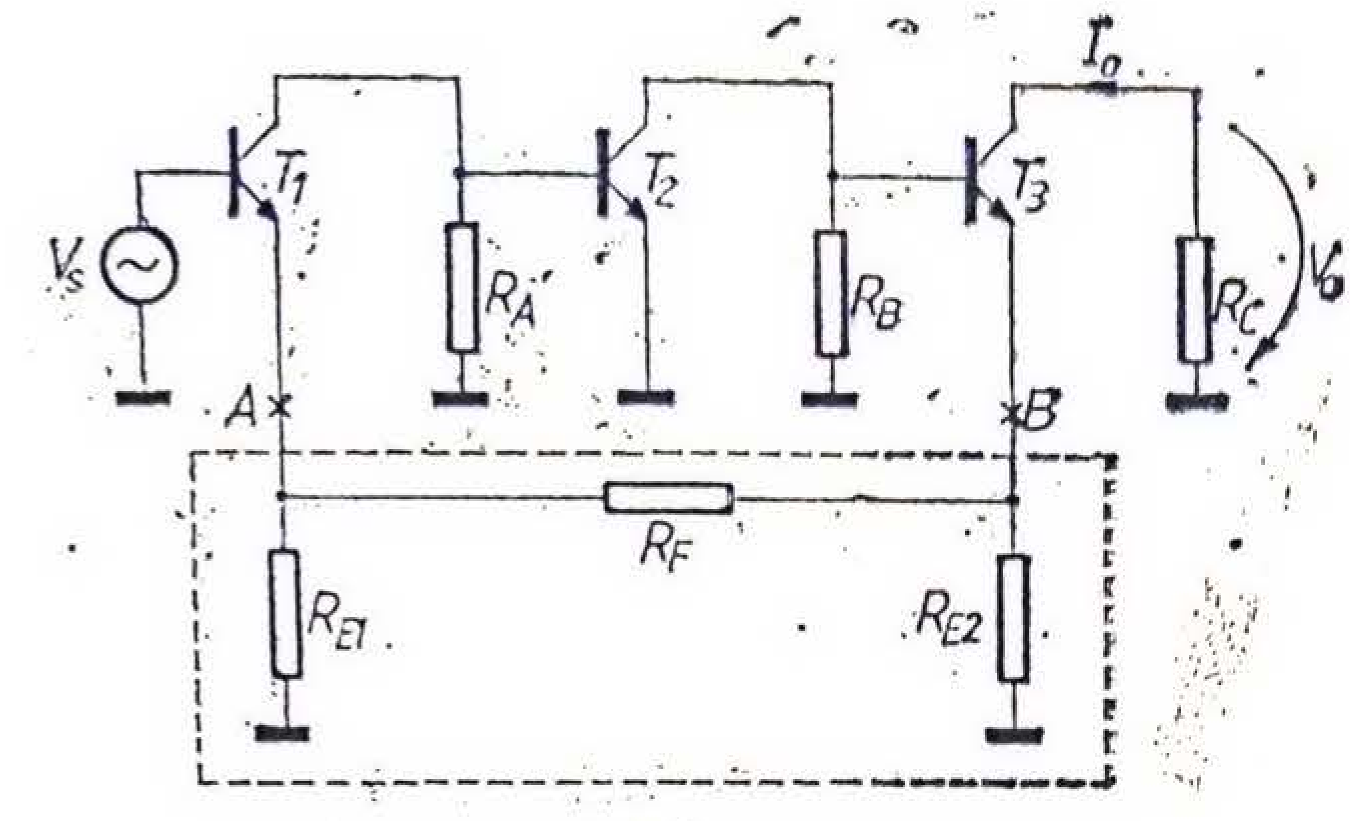



Fig. 3.19.

Se pot calcula în continuare parametrii de joasă frecvență ai circuitelor echivalente ale celor trei tranzistoare amplificatoare:

$$I_{C1} = 0{,}6 \text{ mA},$$

$$g_{m1} = 40 \cdot 0{,}6 = 24 \text{ mA/V};$$

$$r_{\pi 1} = \frac{100}{24} = 4{,}16 \text{ k}\Omega,$$

$$I_{C2} = 1 \text{ mA}, \quad g_{m2} = 40 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi 2} = \frac{100}{40} = 2{,}5 \text{ k}\Omega,$$

$$I_{C3} = 4 \text{ mA},$$

$$g_{m3} = 4 \cdot 40 = 160 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi 3} = \frac{100}{160} = 0{,}625 \text{ k}\Omega.$$

Pentru analiza în curent alternativ, în figura 3.19 s-a desenat circuitul corespunzător, punîndu-se în evidență reacția. Tranzistorul $T_4$, lucrînd în conexiunea cu emitorul comun, deci realizînd o amplificare în tensiune unitară, nu a mai fost inclus în schemă.

Reacția fiind de tip serie-serie, trebuie calculați parametrii $a_y$ și $f_z$. În acest scop se utilizează figura 3.20, în care s-au reprezentat cuadrupolul de reacție și amplificatorul de bază încărcat cu circuitul de reacție. Încărcarea amplificatorului se determină anulînd reacția. Ținînd seama de topologia de tip serie-serie, aceasta înseamnă că, pentru a determina încărcarea intrării, se întrerupe circuitul de ieșire, de exemplu în punctul notat cu $B$ pe figura 3.19, iar pentru determinarea încărcării ieșirii se întrerupe circuitul de intrare în punctul notat cu $A$. Se obține

$$f_z = z_{12f} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right|_{I_1=0} = \frac{R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2} + R_F} \cdot R_{E1} = \frac{100 \cdot 100}{100 + 100 + 640} \cong 12 \ \Omega.$$

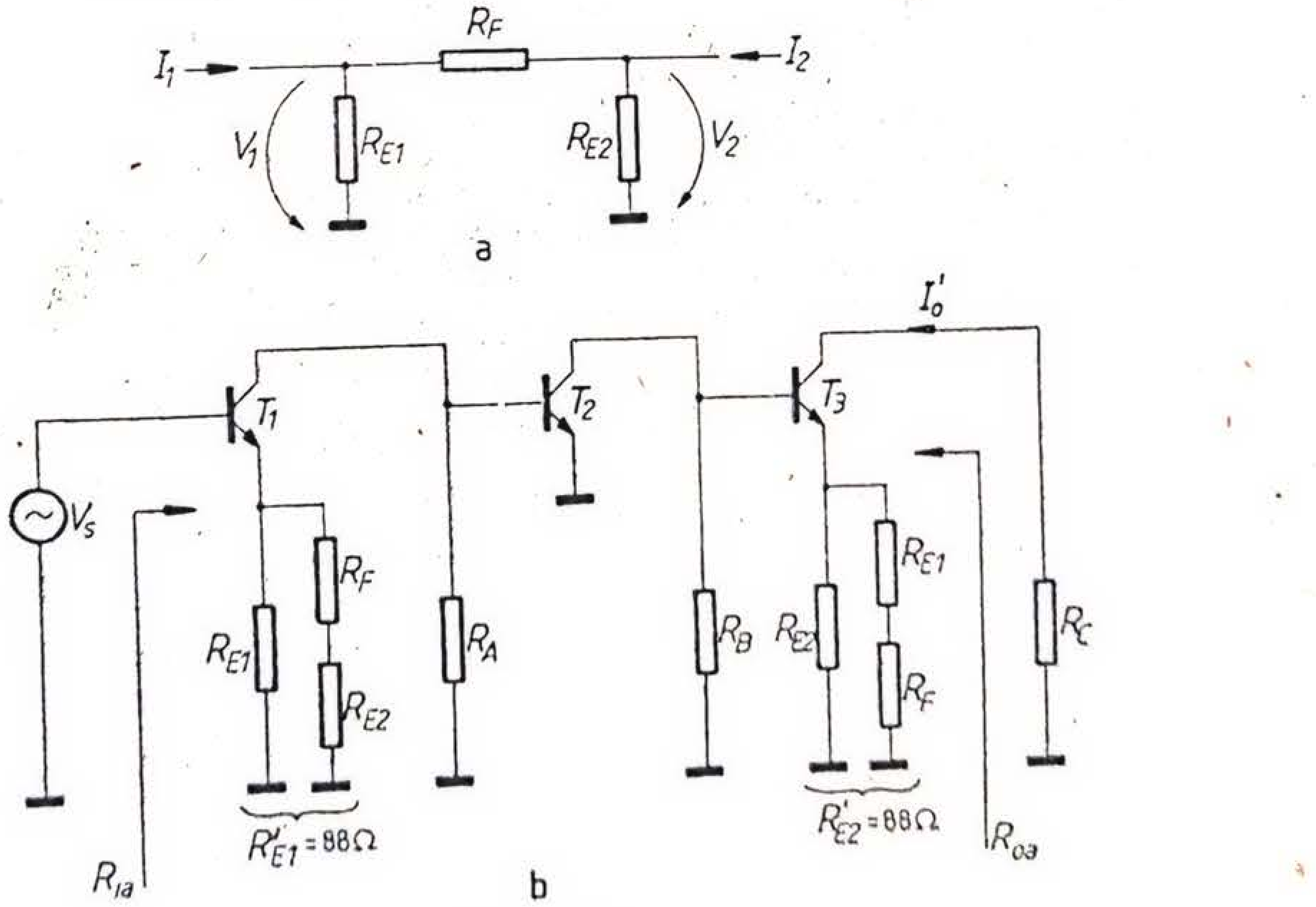



Fig. 3.20.

Determinarea mărimii $a_y$ se face utilizînd figura 3.20 b:

$$I'_o = \frac{V_s}{r_{\pi 1} + \beta_1 R'_{E1}} \cdot \beta_1 \cdot \frac{R_A}{R_A + r_{\pi 2}} \cdot \beta_2 \cdot \frac{R_B \beta_3}{r_{\pi 3} + \beta_3 R'_{E2} + R_B},$$

unde $R'_{E1} = R_{E1} \| (R_{E2} + R_F) = 88\ \Omega$, iar $R'_{E2} = R_{E2} \| (R_{E1} + R_F) = 88\ \Omega$. Prin urmare

$$a_y = \frac{I'_o}{V_s} = \frac{\beta_1}{r_{\pi 1} + \beta_1 R'_{E1}} \cdot \frac{R_A}{R_A + r_{\pi 2}} \beta_2 \cdot \frac{R_B}{r_{\pi 3} + \beta_3 \cdot R'_{E2} + R_B} \cdot \beta_3 =$$

$$= \frac{100^3 \cdot 5}{(4,16 + 8,8)\,(0,625 + 8,8 + 5)} \cdot \frac{9}{9 + 2,5} = 20,86 \cdot 10^3\ \mathrm{mA/V} = 20,86\ \mathrm{A/V}.$$

Deci, ţinînd seama de valorile determinate, se poate calcula cîştigul buclei $T = a_y \cdot f_z = 20,86 \cdot 12 \cong 250$. Rezultă

$$A_y = \frac{I_o}{V_s} = \frac{a_y}{1 + a_y \cdot f_z} = \frac{1}{\frac{1}{a_y} + f_z} \cong \frac{1}{f_z} = \frac{1}{12}\ \mathrm{A/V}.$$

Deoarece rezistenţa de intrare în repetorul realizat cu $T_4$ este mare, rezistenţa de sarcină a lui $T_3$ este chiar $R_C$, încît

$$A_v = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{I_o R_C}{V_s} = -A_y R_C = -\frac{600}{12} = -50.$$

Din figura 8.20 b se poate calcula rezistenţa de intrare în amplificatorul de bază: $R_{ia} = r_{\pi 1} + \beta_1 R'_{E1} = 4,16 + 8,8 = 12,96\ \mathrm{k\Omega}$. Prin aplicarea reacţiei rezistenţa creşte la valoarea $R'_{ia} = R_{ia}(1 + T) = 12,96 \cdot 250 = 3\,240\ \mathrm{k\Omega} = 3,24\ \mathrm{M\Omega}$.

Revenind la schema iniţială din figura 3.18, se observă că rezistenţa $R'_{ia}$ este şuntată de rezistenţa $R_D$ care este *în afara* buclei de reacţie. Deci, de fapt, rezistenţa de intrare este determinată de $R_D$, adică $R_{iT} = R_D \| R'_{ia} = R_D = 12\ \mathrm{k\Omega}$.

În final trebuie determinată rezistenţa de ieşire $R_o$ ca fiind rezistenţa de ieşire a întregului amplificator.

Deci, revenind la figura 8.20, se observă că, în lipsa reacţiei, $R_{oa} = r_{o3}$ şi deci, prin aplicarea reacţiei, $R'_{oa} = r_{o3}(1 + T)$.

Rezistenţa totală de ieşire $R_{oT}$, din tripletul realizat cu $T_1$, $T_2$ şi $T_3$, este $R_{oT} = R_C \| [r_{o3}(1 + T)] \cong R_C = 600\ \Omega$, datorită valorii mari a lui $r_{o3}$.

Ca urmare, rezistenţa de ieşire a întregului circuit este rezistenţa de ieşire a repetorului pe emitor realizat de $T_4$, alimentat pe bază prin rezistenţa $R_C = 600\ \Omega$, deci

$$R_o = \frac{1}{g_{m4}} + \frac{R_C}{\beta_4} = \left(\frac{26}{3,2} + \frac{600}{100}\right) = 14\ \Omega.$$

3.12. Se consideră schema amplificatorului integrat monolitic de bandă largă μA 733, (fig. 3.21), constînd dintr-un etaj de intrare diferenţial cu reacţie serie-serie locală şi încă două etaje de amplificare cu reacţie de tip paralel-paralel. Curentul de ieşire al etajului de intrare acţionează drept curent de comandă a configuraţiei paralel-paralel.

a. Admiţînd că toate tranzistoarele sînt identice să se determine curenţii de colector de repaus.

b. Să se calculeze impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire şi cîştigul în tensiune a întregului amplificator la frecvenţe joase.

Se consideră $V_{BE} = 0,7$ V, $\beta = 100$, $r_x = 0$, $r_o = r_\mu = \infty$.

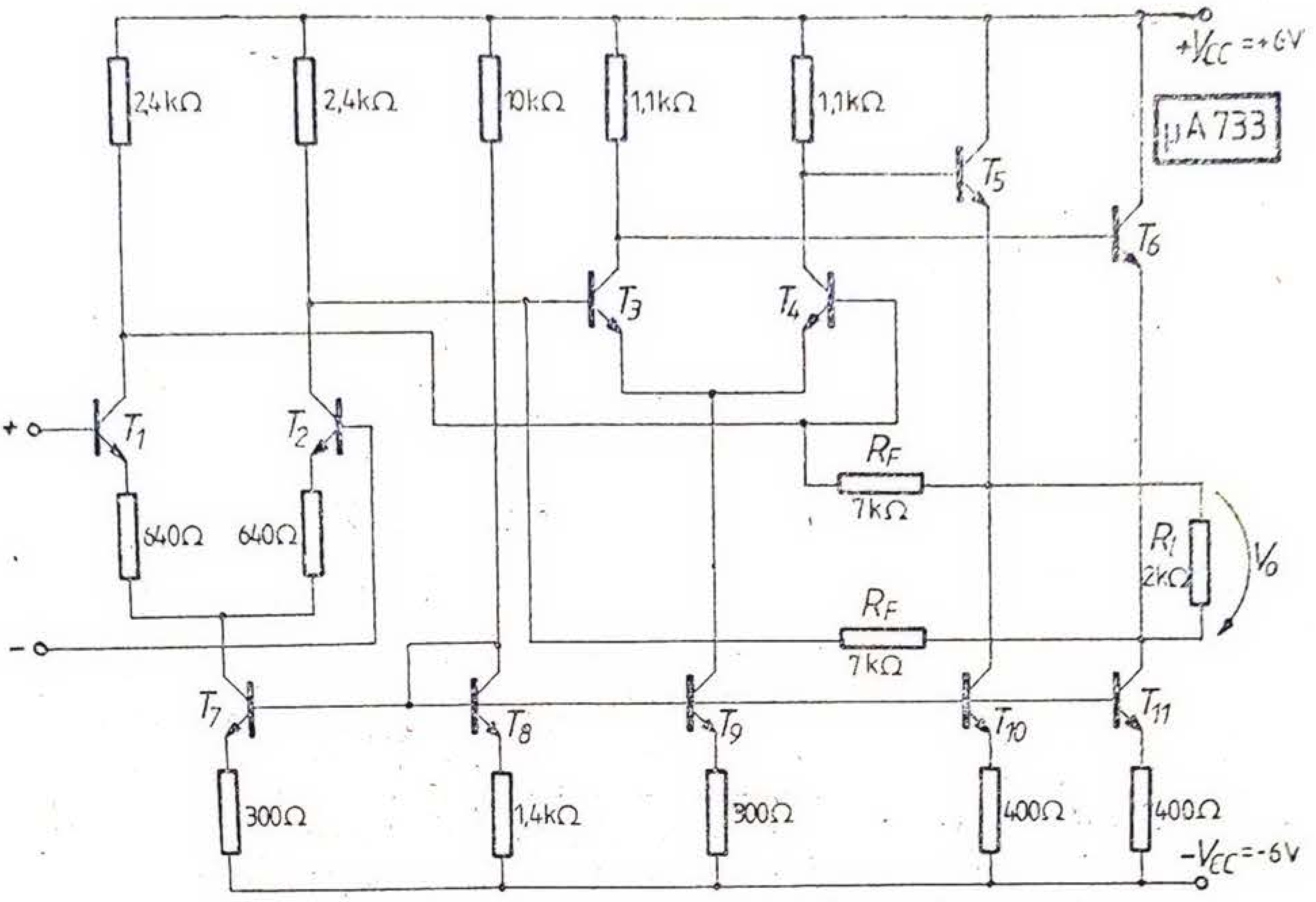



Fig. 3.21.

*Soluție.* Curenții de repaus ai tranzistoarelor schemei sînt determinați de curentul de colector a i tranzistorului $T_8$ în conexiune de diodă:

$$I_{C8} = \frac{2 \cdot 6 - 0{,}7}{1{,}1 + 10} \cong 1 \text{ mA}, \qquad I_{C7} = I_{C9} = I_{C8} \cdot \frac{1{,}4}{0{,}3} = 4{,}66 \text{ mA},$$

$$I_{C10} = I_{C11} = I_{C8} \cdot \frac{1{,}4}{0{,}4} = 3{,}5 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C7}}{2} = 2{,}33 \text{ mA}, \qquad I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C9}}{2} = 2{,}33 \text{ mA}.$$

Notînd cu $I_{RF}$ curentul prin rezistențele de reacție $R_F$ avînd sensul dinspre ieșire spre bazele tranzistoarelor $T_3T_4$, se poate scrie

$$(I_{C2} - I_{R7})\, 2{,}4 + V_{BE3} = I_{C4} \cdot 1{,}1 + V_{BE5} + I_{R_F} \cdot 7 + V_{BE4},$$

$$I_{R_F} = \frac{I_{C2} \cdot 2{,}4 - I_{C4} \cdot 1{,}1 - V_{BE5}}{9{,}4} = 0{,}25 \text{ mA},$$

$$I_{C5} = I_{C10} + I_{R7} = 3{,}75 \text{ mA}, \qquad I_{C6} = I_{C11} + I_{R_F} = 3{,}75 \text{ mA}.$$

Pentru determinarea amplificării diferențiale se utilizează semicircuitul din figura 3.22, reprezentînd un circuit cu reacție de tip paralel-paralel, în care

$$g_{m1} = g_{m4} = 40\, I_{C1} = 40 \cdot 2{,}33 = 93{,}2 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi1} = r_{\pi4} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{100}{93{,}2} = 1{,}1 \text{ k}\Omega,$$

$$g_{m5} = 40\, I_{C5} = 40 \cdot 3{,}75 = 150 \text{ mA/V}, \qquad r_{\pi5} = \frac{\beta}{g_{m5}} = 0{,}66 \text{ k}\Omega.$$

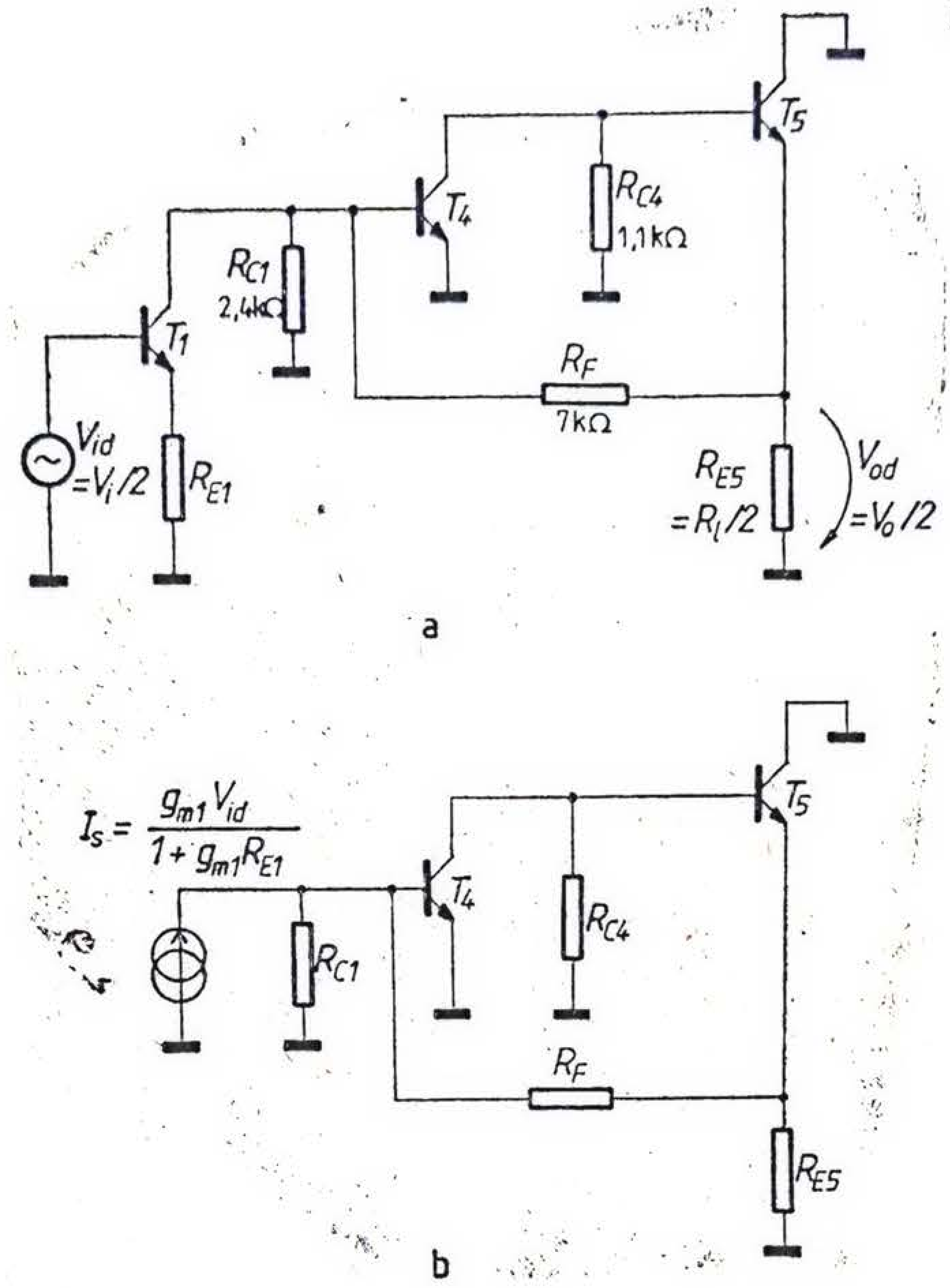



Fig. 3.22.

Pentru acest circuit se poate scrie

$$A_z = \frac{V_{od}}{I_s} = \frac{a_z}{1 + a_z f_y},$$

unde

$$f_y = -\frac{1}{R_F} = -\frac{1}{7}\ \mathrm{k\Omega^{-1}},$$

iar $a_z$, reprezentînd transimpedanța amplificatorului de bază încărcat cu rețeaua de reacție, este (fig. 3.23)

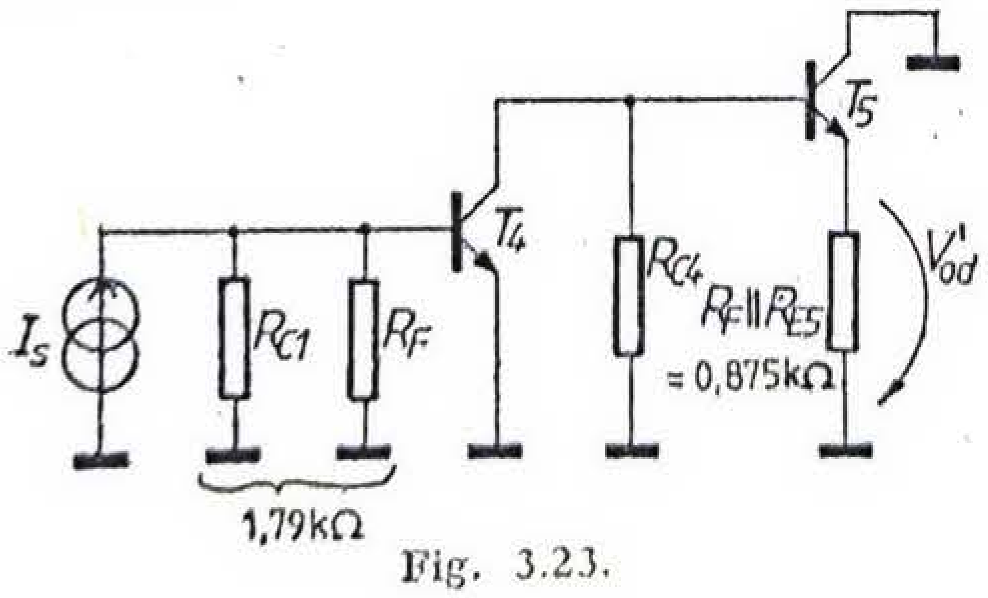



Fig. 3.23.

$$a_z = \frac{V'_{od}}{I_s} = -\frac{R_F \| R_{C1}}{R_F \| R_{C1} + r_{\pi 4}} \times$$

$$\times \beta_4 \frac{R_{C4}}{R_{C4} + r_{\pi 5} + \beta_5 (R_F \| R_{E5})} \times$$

$$\times \beta_5 \cdot (R_F \| R_{E5}) = -66{,}79\mathrm{k\Omega}.$$

Deci

$$1 + a_z f_y = 10{,}54, \qquad A_z = -6{,}35\ \mathrm{k\Omega},$$

$$A_o = \frac{V_{od}}{V_{id}} = -A_z \times$$

$$\times \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1} R_{E1}} = 9{,}75,$$

$$R_o = \frac{R_F \| R_{E5} \| \dfrac{r_{\pi 5} + R_{C3}}{\beta_5}}{1 + a_z f_y} =$$

$$= \frac{17{,}25}{10{,}54} = 1{,}64\ \Omega,$$

$$R_i = 2R_{id} = 2\left[r_{\pi 1} + \beta_1 R_{E1}\right] =$$

$$= 130{,}2\ \text{k}\Omega.$$

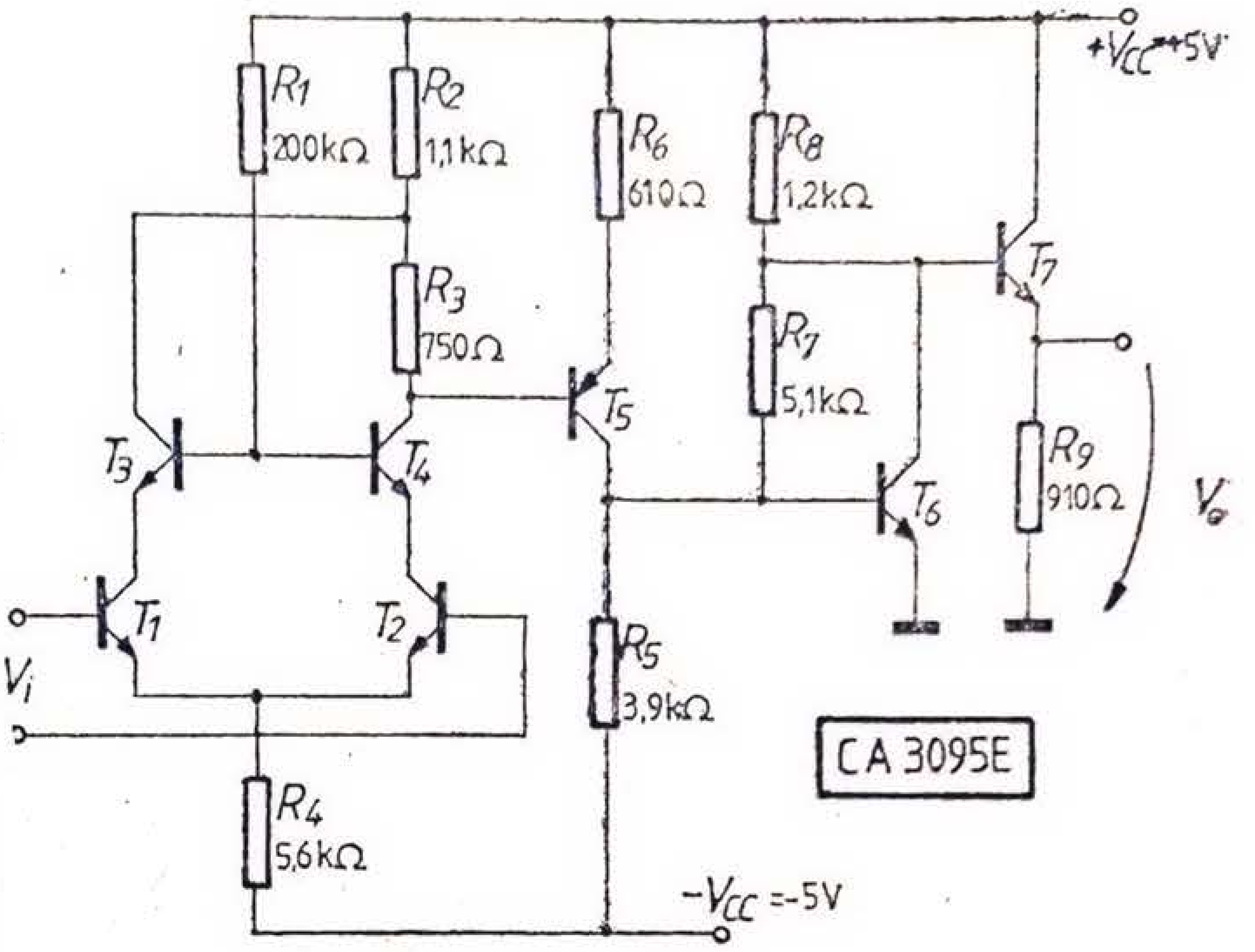



Fig. 3.24.

3.13. Fie schema unui amplificator video realizat cu circuitul integrat CA 3095 E dată în figura 3.24. Se cer:

a. Curenții de colector ai tranzistoarelor, considerînd $|V_{BE}| = 0{,}6$ V.

b. Curenții absorbiți de la fiecare dintre cele două surse de alimentare.

c. Amplificarea diferențială în tensiune la joasă frecvență, considerînd că toate tranzistoarele au $r_x = 0$, $r_\mu = \infty$, $r_o = \infty$ și $\beta_p = 100$, $\beta_n = 200$.

*Soluție.* Rezolvarea problemei în curent continuu implică următoarea succesiune de calcule:

$$I_{R4} = \frac{5 - 0{,}6}{5{,}6} \cong 0{,}8\ \text{mA} = 800\ \mu\text{A}, \qquad I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 400\ \mu\text{A},$$

$$V_{B6} = 5\ \text{V} - (0{,}75 \cdot 0{,}4 + 1{,}1 \cdot 0{,}8) = 3{,}82\ \text{V},$$

$$V_{E6} = 3{,}82 + 0{,}6 = 4{,}42\ \text{V}, \qquad V_{R6} = 5 - 4{,}42 = 0{,}58\ \text{V},$$

$$I_{R6} = I_{C5} = \frac{0{,}58}{0{,}51} \cong 1\ \text{mA}, \qquad I_{R5} = \frac{5 + 0{,}6}{3{,}9} = \frac{5{,}6}{3{,}9} = 1{,}44\ \text{mA},$$

$$I_{R7} = 0{,}44\ \text{mA}, \qquad V_{B8} = 0{,}6\ \text{V} + 5{,}1 \cdot 0{,}44 = 2{,}84\ \text{V},$$

$$I_{R8} = \frac{5 - 2{,}84}{1{,}2} = 1{,}8\ \text{mA}, \qquad I_{C6} = 1{,}8 - 0{,}44\ \text{mA} = 1{,}36\ \text{mA},$$

$$I_{C7} = \frac{V_{B8} - 0{,}6}{0{,}51} = \frac{2{,}84 - 0{,}6}{0{,}51} = 4{,}4\ \text{mA}.$$

Curenții absorbiți de la sursele de alimentare sînt:

$$I^+ = I_{C3} + I_{C4} + I_{C5} + I_{R8} + I_{C7} = 0{,}4 + 0{,}4 + 1 + 1{,}8 + 4{,}4 = 8\ \text{mA},$$

$$I^- = I_{R4} + I_{R5} = 0{,}8 + 1{,}44 = 2{,}24\ \text{mA}.$$

Parametrii tranzistoarelor în punctele statice de funcționare sînt:

| | | $T_3$ | $T_4$ | $T_5$ | $T_6$ |
|---|---|---|---|---|---|
| $\beta$ | — | 200 | 200 | 100 | 200 |
| $I_C$ | mA | 0,4 | 0,4 | 1 | 1,36 |
| $g_m$ | mA/V | 16 | 16 | 40 | 64,4 |
| $r_\pi$ | kΩ | 12,5 | 12,5 | 2,5 | 3,1 |

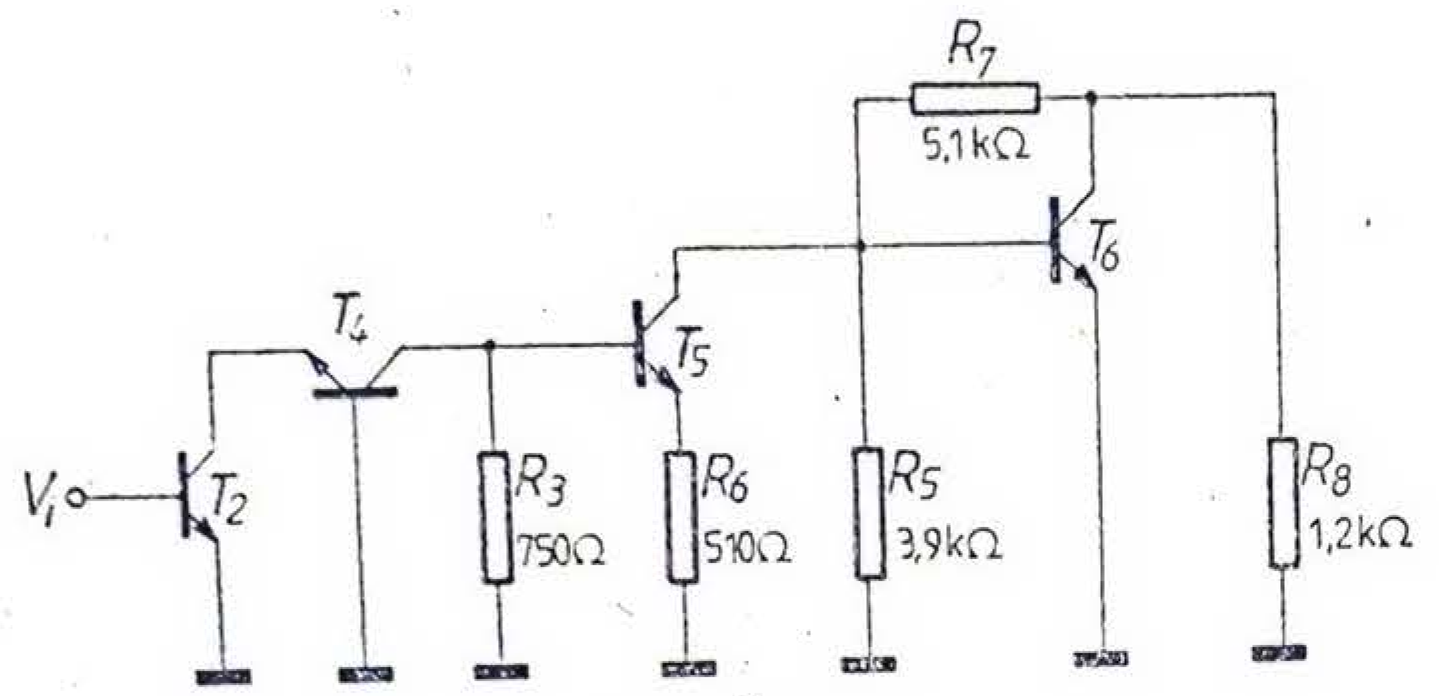



Fig. 3.25.

Pentru calculul amplificării diferențiale se utilizează semicircuitul din figura 3.25, în care etajul de ieșire de tip repetor pe emitor s-a neglijat.

Amplificarea etajului cascod realizat cu tranzistoarele $T_2$ și $T_4$ este

$$a_1 = -\frac{1}{2}\frac{\beta_2}{r_{\pi 2}} \cdot R_3 = -6,$$

unde încărcarea etajului de către rezistența de intrare în tranzistorul $T_5$ s-a neglijat ($R_3 \ll R_{i5}$), iar factorul 1/2 s-a introdus datorită ieșirii simple, între colectorul lui $T_4$ și masă.

Pentru cel de-al doilea etaj de amplificare, realizat cu $T_5$, se poate scrie cu aproximație

$$a_2 = -\frac{R_5 \| R_{i6}}{R_6},$$

ceea ce implică determinarea rezistenței de intrare $R_{i6}$ în tranzistorul $T_6$.

Tranzistorul $T_6$ este prevăzut cu o reacție locală de tip paralel-paralel. Calculul etajului se poate face utilizînd teoria reacției, dar este mai simplu un calcul direct pe baza circuitului echivalent din figura 3.26.

În nodul de ieșire se poate scrie

$$g_{m6}V_{i6} + \frac{V_{o6}}{R_8} + \frac{V_{o6} - V_{i6}}{R_7} = 0,$$

$$\left(g_{m6} - \frac{1}{R_7}\right) V_{i6} = -V_{o6}\left(\frac{1}{R_8} + \frac{1}{R_7}\right),$$

rezultînd

$$a_3 = \frac{V_{o6}}{V_{i6}} = -\frac{R_7 g_{m6} - 1}{R_7 + R_8} \cdot R_8 \cong -g_{m6}(R_7 \| R_8) \cong -64.$$

Curentul de intrare $I_{i6}$ poate fi exprimat în funcție de $V_{i6}$ și $V_{o6}$ astfel:

$$I_{i6} = \frac{V_{i6}}{r_{\pi 6}} + \frac{V_{i6} - V_{o6}}{R_7} \quad \text{sau} \quad \frac{I_{i6}}{V_{i6}} = \frac{1}{r_{\pi 6}} + \frac{1}{R_7}(1 - a_3),$$

deci

$$R_{i6} = \frac{V_{i6}}{I_{i6}} = \frac{1}{\dfrac{1}{r_{\pi 6}} + \dfrac{1}{R_7}(1 - a_3)} \cong 80\ \Omega,$$

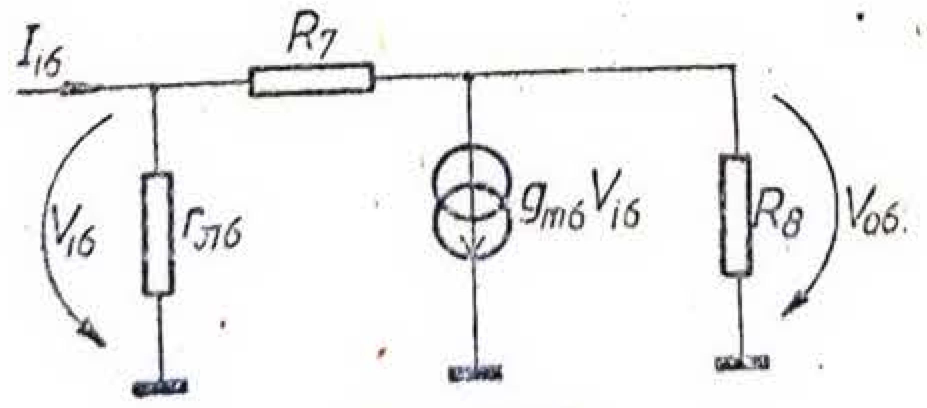



Fig. 3.26.

ceea ce permite calcul amplificării $a_2$:

$$a_2 \cong -\frac{R_{i6}}{R_6} = -0,15.$$

Prin urmare $a_{dd} = -6 \cdot 0,15 \cdot 64 = -57$, $|a_{dd}| = 35$ dB.

3.14. În figura 3.27 se indică schema internă a amplificatorului integrat hibrid de putere H.C.1000, precum şi schema sa de conectare în circuit.

a. Să se calculeze curenţii de repaus prin tranzistoare admiţînd $|V_{BE}| = |V_D| = 0,7$ V.

b. Să se determine amplificarea în tensiune $V_o/V_i$ a amplificatorului utilizat în schema din figura 3.27b, fără a folosi teoria reacţiei.

c. Să se calculeze rezistenţa de intrare.

d. Care este puterea maximă de ieşire în sarcină pentru un semnal de ieşire sinusoidal?

Se consideră $\beta_{1,2,3,4,5} = 200$, $\beta_{6,7} = 100$, $\beta_{8,9} = 50$, $r_x = 0$, $r_o = r_\mu = \infty$.

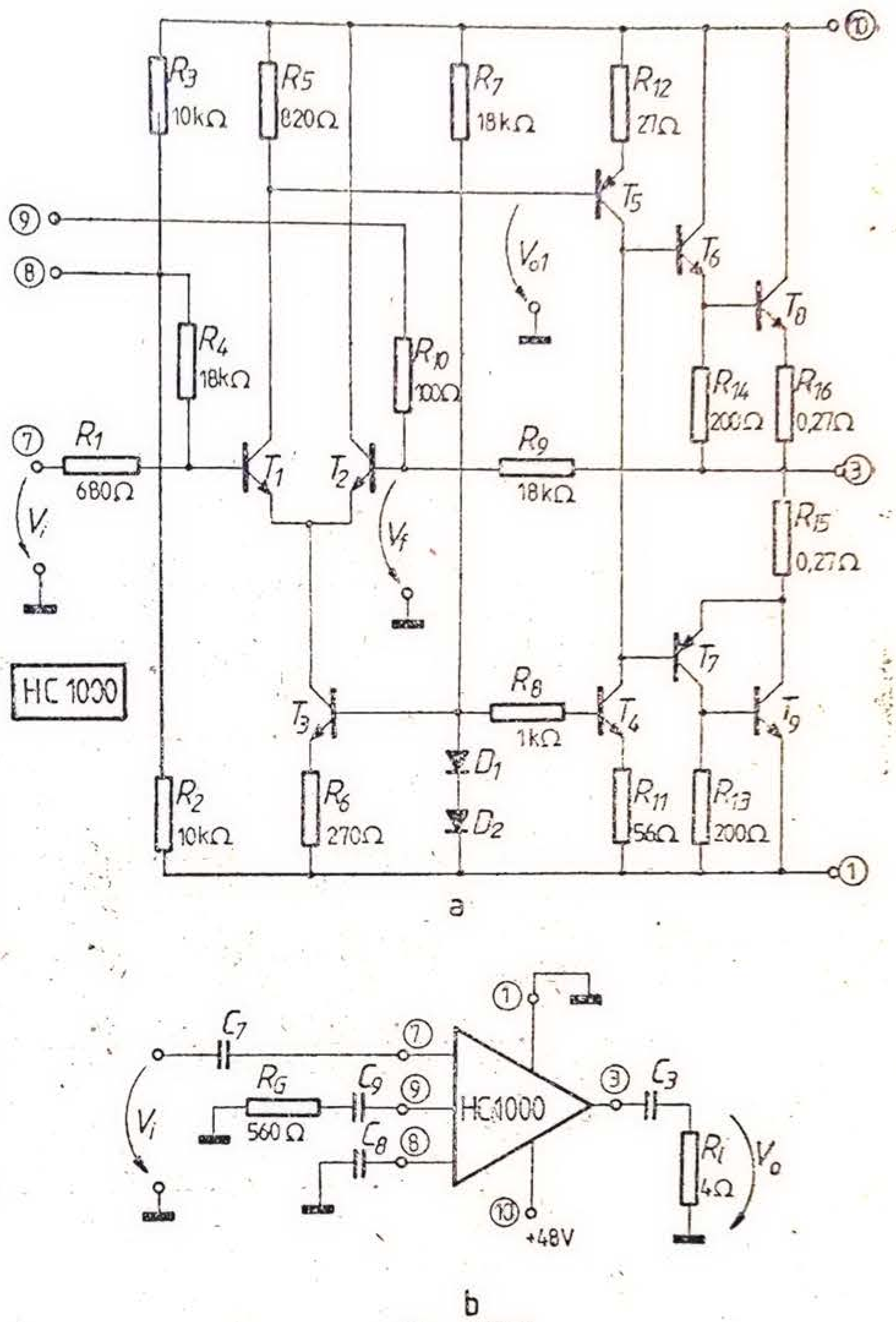



Fig. 3.27.

*Soluţie.* În curent continuu

$$I_{R6} = \frac{V_D}{R_6} = \frac{0,7}{0,270} = 2,7 \text{ mA},$$

$$I_{C4} \cong \frac{V_D}{R_{11} + \frac{R_8}{\beta}} = \frac{0,7}{0,061} = 11,5 \text{ mA}, \qquad I_{C5} = I_{C4} = 11,5 \text{ mA},$$

$$I_{R5} = \frac{R_{12} I_{C5} + V_{BE}}{R_5} = \frac{0,027 \cdot 11,5 + 0,7}{0,82} = 1,23 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = I_{R5} + I_{B5} = 1,23 + \frac{11,5}{200} = 1,3 \text{ mA}.$$

Etajul de ieşire este un etaj contratimp clasă B, realizat cu dubleţi cuasicomplementari în conexiunea cu colectorul comun.

Pentru a determina amplificarea în tensiune fără a utiliza teoria reacţiei se foloseşte următorul raţionament.

Tensiunea de ieşire totală pe colectorul lui $T_1$ este

$$V_{o1} = \frac{V_{o1d}}{2} + V_{o1c} = \frac{1}{2} A_{dd}V_{id} + A_{co}V_{ic},$$

unde $V_{o1d}$ este tensiunea de ieşire diferenţială, iar $V_{o1c}$ tensiunea de ieşire de mod comun.

Ţinînd seama că rezistenţa de ieşire a sursei de curent realizată cu $T_3$ este infinită, deci $A_{co} = 0$, rezultă

$$V_{o1} = \frac{1}{2} A_{dd}V_{id}. \tag{3.10}$$

Utilizînd notaţiile din figura 3.27, a,

$$V_{id} = \frac{V_i - V_f}{2}, \tag{3.11}$$

unde

$$V_f = \frac{R_G + R_{10}}{R_9 + R_G + R_{10}} \cdot V_o = \frac{0,660}{18,606} \cdot V_o = 0,0354\,V_o, \tag{3.12, a}$$

iar amplificarea $A_{dd}$, calculată în gol este $A_{dd} = g_{m1}R_5$. Dar $g_{m1} = 40\,I_{C1} = 40 \cdot 1,3 = 52$ mA/V, deci

$$A_{dd} = 52 \cdot 0,820 = 42,64. \tag{3.12, b}$$

Tensiunea de ieşire $V_o$ poate fi exprimată în funcţie de $V_{o1}$ astfel:

$$V_o \cong \frac{V_{o1}}{R_5 + r_{\pi5} + \beta_5 R_{12}} \cdot \beta_5 \cdot \beta_6 \cdot \beta_8 \cdot R_l,$$

unde $r_{\pi5} = \dfrac{\beta}{g_{m5}} = \dfrac{200}{40 \cdot 11,5} = 0,43$ kΩ, de unde

$$V_o = V_{o1} \cdot \frac{50 \cdot 100 \cdot 200}{820 + 430 + 200 \cdot 27} \cdot 4 = \frac{4 \cdot 10^6}{6650} V_{o1} = 600\ V_{o1}.$$

Ţinînd seama de relaţiile (8.9) şi (8.12), se obţine

$$V_o = 600 \cdot \frac{1}{2} \cdot 42,64 \cdot \frac{V_i - 0,0354\ V_o}{2}$$

sau $V_o = 6\,396\ V_i - 226,4\ V_o$, deci

$$A_v = \frac{6\,396}{227,4} = 28,25.$$

De altfel, rezultatul era previzibil. Într-adevăr, se observă că topologia circuitului corespunde unei configuraţii cu reacţii de tip serie-paralel pentru care

$$A_v \cong \frac{1}{f_v} = \frac{R_9 + R_G + R_{10}}{R_G + R_{10}} = \frac{18,660}{0,660} = 28,27.$$

Rezistenţa de intrare văzută între borna 7 şi masă este $R_i \cong R_4 = 18$ kΩ, deoarece rezistenţa de intrare în baza lui $T_1$ este mult mărită prin aplicarea reacţiei, deci ea este practic şuntată de $R_4$, rezistenţă care nu este cuprinsă în bucla de reacţie.

Tensiunea maximă de ieşire, nedistorsionată, este aproximativ

$$V_{OM} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{BE7} - V_{CE4} - I_{C4}R_{11} = 24 - 0,7 - 0,3 - 11,5 \cdot 56 \cdot 10^{-3} = 22,36\ \text{V},$$

deci

$$P_{uM} = \frac{V_{OM}^2}{2R} = \frac{22^2}{2 \cdot 4} \cong 60\ \text{W}.$$

**3.15.** În figura 3.28 s-a reprezentat schema simplificată a unui amplificator de transconductanță. Să se calculeze expresia curentului de ieșire $I_o$ în funcție de tensiunea de intrare $V_i$ și curentul de polarizare $I_{ABC}$ (*A*mplifier *B*ias *C*urrent).

Pentru simplificarea calculelor se va admite că tranzistoarele de același tip sînt identice, avînd $\beta$ de valoare mare și $r_o = r_\mu = \infty$. Diodele $D$ sînt tranzistoare în conexiune de diodă.

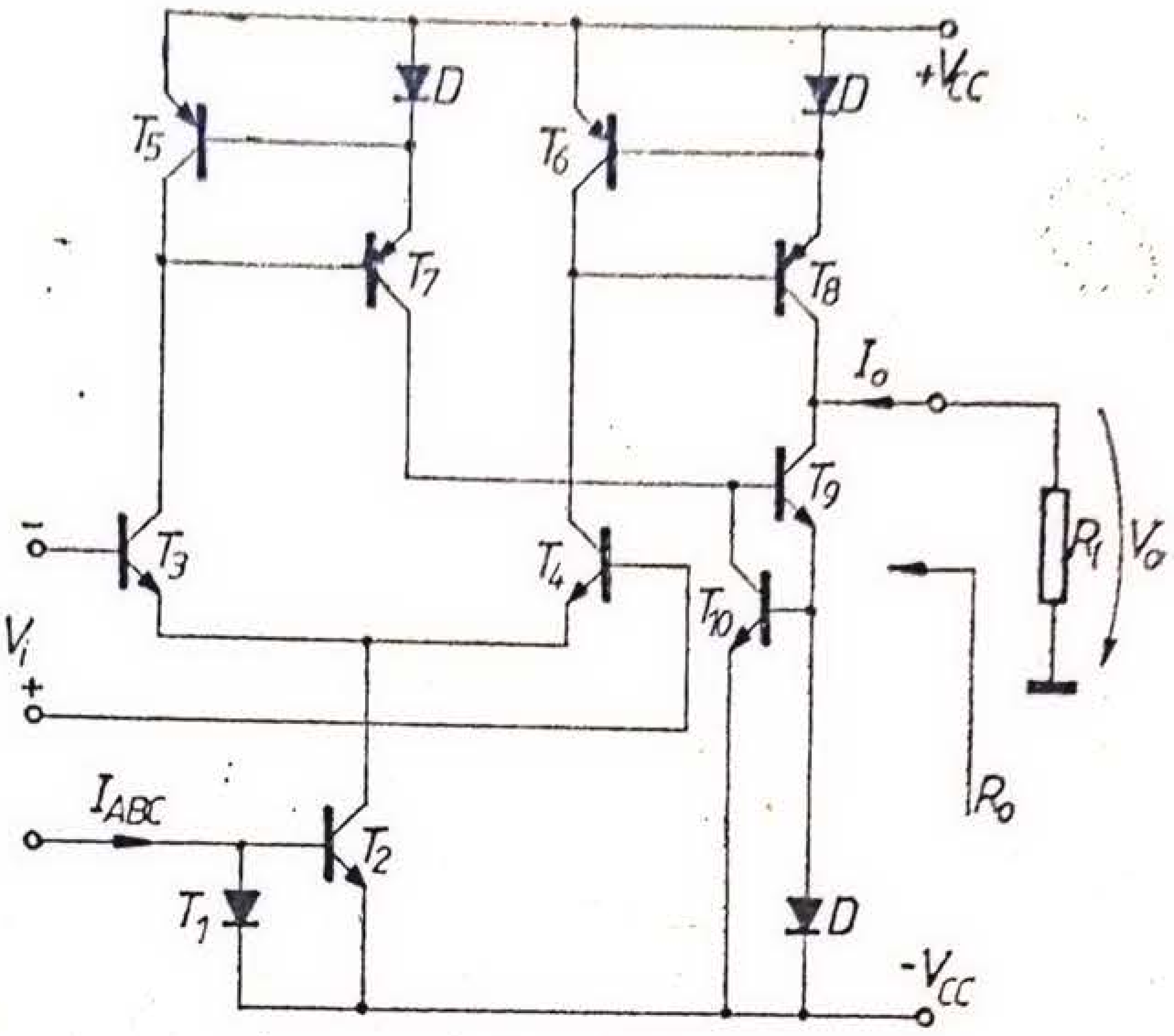



Fig. 3.28.

*Soluție.* Se observă că circuitul conține patru oglinzi de curent: ($T_5$, $D$, $T_7$), ($T_6$, $D$, $T_8$), ($T_9$, $D$, $T_{10}$) și ($T_1$, $T_2$). Ca urmare, el poate fi redesenat ca în figura 3.29.

Prin aplicarea unei tensiuni diferențiale de intrare cei doi curenți de colector ai tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ variază în antifază, așa cum se arată în figură. Oglinzile de curent $M_1$, $M_2$ și $M_3$ preiau aceste variații, astfel încît în nodul de ieșire se poate scrie $I_o = +2I_C$. Dar, în funcție de tensiunea de excitație,

$$I_C = g_{m1} \cdot \frac{V_i}{2} = \frac{q}{kT} \cdot \frac{I_{ABC}}{2} \cdot \frac{V_i}{2} = +20\, I_{ABC} V_i. \quad (3.13)$$

**3.16.** Pentru schema din figura 3.28 să se determine, în funcție de parametrii $\beta_p$ și $\eta_p$ ai tranzistoarelor *pnp* și $\beta_n$ și $\eta_n$ ai tranzistoarelor *npn*, precum și de curentul de polarizare $I_{ABC}$, rezistența de ieșire $R_o$.

Care este parametrul de transfer caracteristic al configurației?

Calculele să se efectueze admițînd că pentru toate tranzistoarele *pnp* $\beta_p = 20$ și $\eta_p = 5 \cdot 10^{-4}$, iar pentru toate tranzistoarele *npn* $\beta_n = 200$ și $\eta_n = 2{,}8 \cdot 10^{-4}$. Se va admite $r_\mu = \infty$.

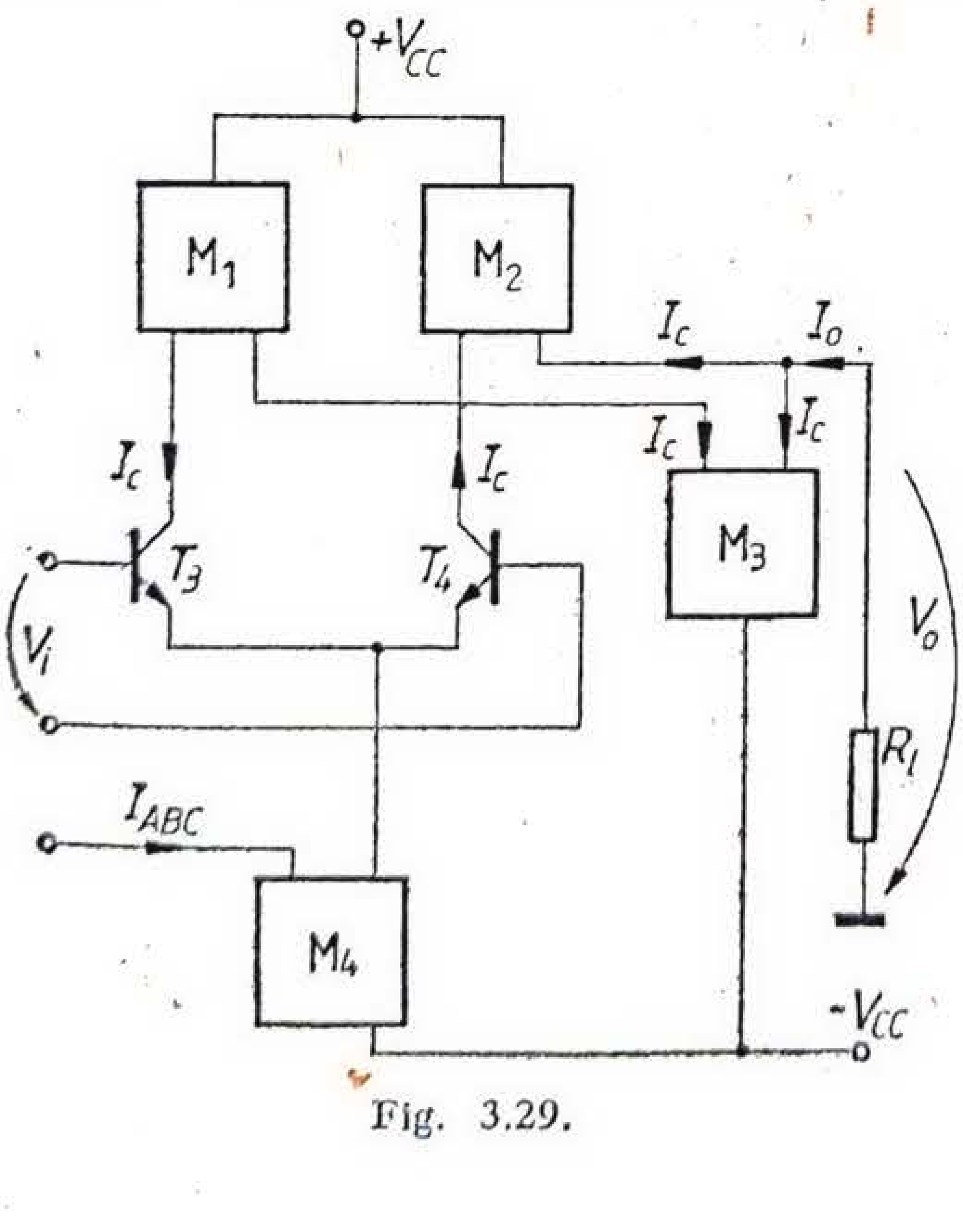



Fig. 3.29.

*Soluție.* Rezistența de ieșire este

$$R_o = R_{o3} \| R_{o2}, \quad (3.14)$$

unde $R_{o3}$ și $R_{o2}$ reprezintă rezistențele de ieșire ale oglinzilor de curent de tip Wilson, $M_2$ și $M_3$.

Pentru calculul rezistenței de ieșire dintr-o sursă de curent de tip Wilson se conectează la ieșirea sursei un generator de ten-

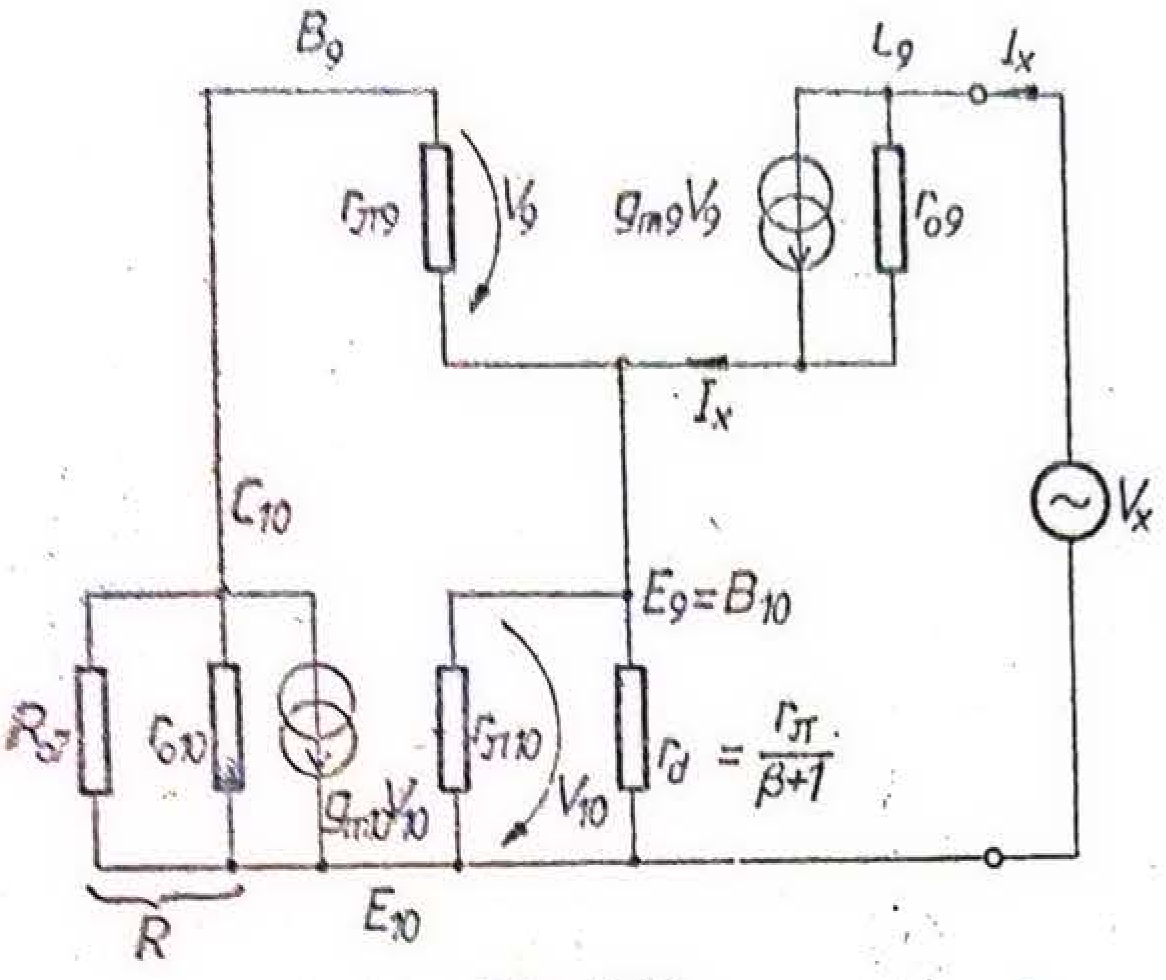



Fig. 3.30.

siune $V_x$ şi se calculează curentul absorbit $I_x$. De exemplu, pentru oglinda de curent $M_3$ (fig. 3.30) se pot scrie următoarele relaţii:

$$I_x = g_{m9}V_9 + \frac{V_x - V_{10}}{r_{o9}},$$

$$I_x = -\frac{V_9}{r_{\pi 9}} + \frac{V_{10}}{\frac{r_\pi}{\beta+1} \| r_{\pi 10}}$$

$$-\frac{V_9}{r_{\pi 9}} = g_{m10}V_{10} + \frac{V_9 + V_{10}}{R}.$$

Deoarece toate tranzistoarele sînt identice, $r_{\pi 9} = r_{\pi 10} = r_\pi$, $g_{m9} = g_{m10} = g_m$, $r_{o9} = r_{o10} = r_{on}$. Eliminînd, între cele trei ecuaţii, pe $V_9$ şi $V_{10}$, se obţine

$$R_{o3} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{\beta_n r_{on}}{2} \cdot \frac{R\left(\beta_n + 2 + \frac{2}{\beta_n}\right) + r_\pi\left(2 + \frac{3}{\beta_n}\right) + \frac{r_\pi}{\beta_n r_{on}}(R + r_\pi)}{R(\beta_n + 1) + \frac{r_\pi}{2}(\beta_n + 2)}$$

$$\cong \frac{\beta_n r_{on}}{2} \cdot \frac{\beta_n R + 2r_\pi}{\beta_n\left(R + \frac{r_\pi}{2}\right)}. \tag{3.15}$$

Deoarece rezistenţa $R$ are o valoare mare comparativ cu $r_\pi$, expresia (3.15) se poate simplifica şi mai mult:

$$R_{o3} \cong \frac{\beta_n r_{on}}{2}, \tag{3.16}$$

sau, în funcţie de parametrul $\eta$,

$$R_{o3} \cong \beta_n \cdot \frac{r_{on}}{2} = \frac{1}{2}\beta_n \frac{1}{\eta_n g_{mn}} = \frac{1}{2}\beta_n \frac{\frac{kT}{q}}{\eta_n \frac{I_{ABC}}{2}} = \beta_n \frac{\frac{kT}{q}}{\eta_n} \frac{1}{I_{ABC}}.$$

Similar,

$$R_{o4} \cong \beta_p \frac{\frac{kT}{q}}{\eta_p} \cdot \frac{1}{I_{ABC}}.$$

Ţinînd seama de relaţia (3.14), rezultă:

$$R_o = \frac{\frac{kT}{q}}{I_{ABC}} \cdot \frac{\beta_p \beta_n}{\beta_p \eta_n + \beta_n \eta_p}. \tag{3.17}$$

Efectuînd calculele se obține:

$$R_o = \frac{\frac{kT}{q}}{I_{ABC}} \cdot \frac{4\,000}{20 \cdot 2{,}8 \cdot 10^{-4} + 200 \cdot 5 \cdot 10^{-4}},$$

$$R_o \cong \frac{kT}{q} \cdot 40\,000 \cdot \frac{1}{I_{ABC}}$$

$$R_o\ [\mathrm{M\Omega}] \cong 26 \cdot 40\,000\ [\mathrm{mV}] \cdot \frac{1}{I_{ABC}\ [\mathrm{mA}]}\ \text{la}\ 300\ \mathrm{K}.$$

Se observă că impedanța de ieșire este de valoare mare, ceea ce înseamnă că parametrul de transfer caracteristic al configurației din figura 3.28 este panta (transconductanța) $G_m = \frac{I_o}{V_i}$.

Ținînd seama de rezultatele din problema precedentă rezultă:

$$G_m = \frac{I_{ABC}}{2\frac{kT}{q}} \tag{3.18, a}$$

sau

$$G_m\ [\mathrm{mA/V}] \cong 20\ I_{ABC}\ [\mathrm{mA}]. \tag{3.18, b}$$

**3.17.** In figura 3.31a se indică schema amplificatorului de transconductanță CA 3060.

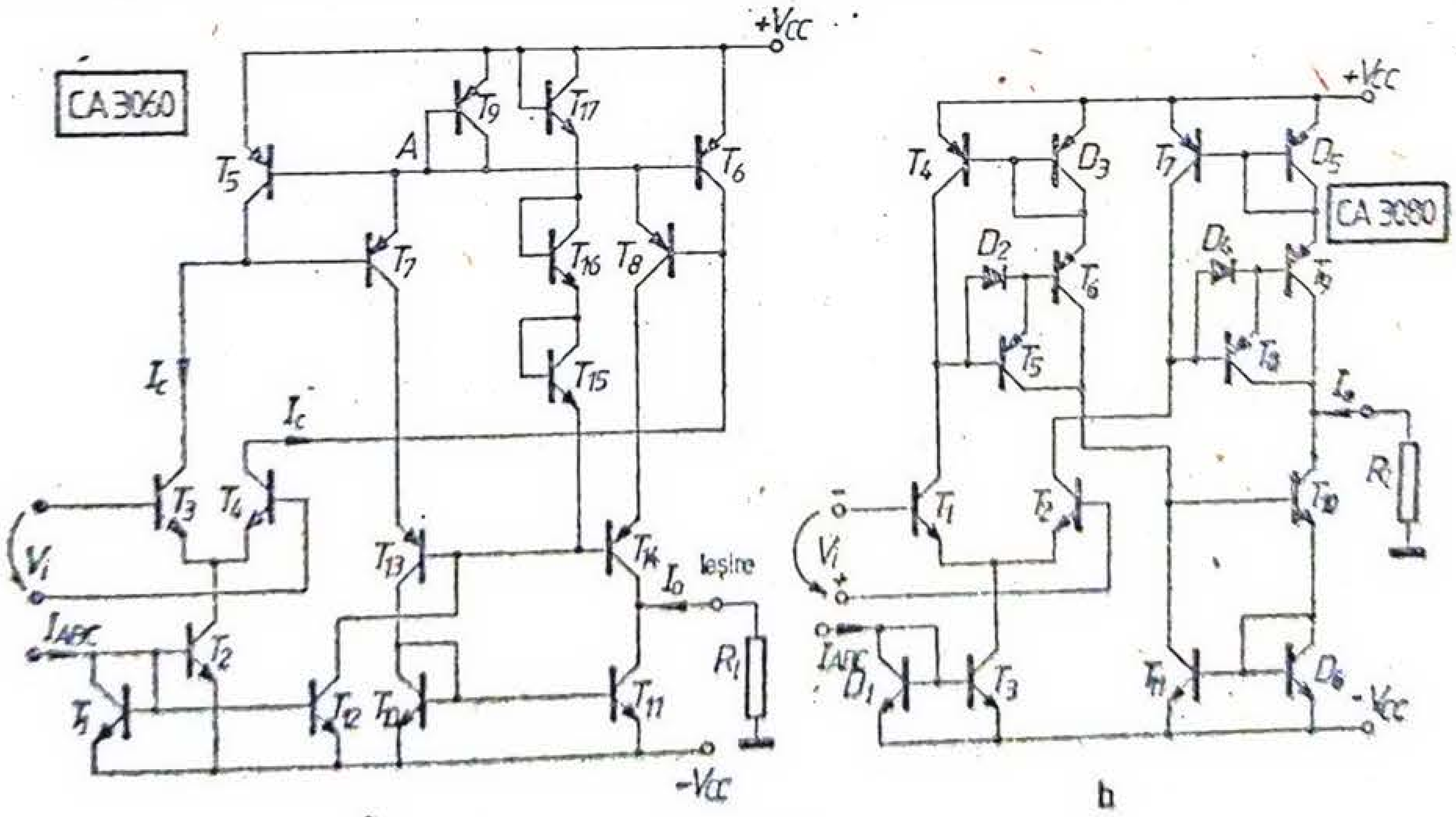
a. Să se explice funcționarea schemei.

b. Prin comparație cu schema din figura 3.29 să se explice rolul tranzistoarelor $T_{13}$ și $T_{14}$. Dar rolul tranzistoarelor $T_{15}$, $T_{16}$, $T_{17}$ și $T_{12}$?

c. Care este parametrul de transfer caracteristic al acestei configurații? Să se deducă expresia sa admițînd tranzistoarele de același fel, identice, avînd $r_o = \infty$.

*Soluție.* Schema din figura 3.31 are cîteva particularități față de cea din figura 3.28, deși amîndouă reprezintă amplificatoare de transconductanță.

Astfel, tranzistoarele $T_7$ și $T_8$ au emitoarele conectate împreună prin tranzistorul $T_9$ la sursa de alimentare pozitivă, realizînd deci o configurație tipică de etaj diferențial; aceasta înseamnă că pentru




a b

Fig. 3.31.

o excitare diferențială potențialul punctului $A$ nu se modifică și deci, datorită oglinzilor de curent $(T_5T_9)$ și $(T_6T_9)$, nici curenții de colector ai tranzistoarelor $T_5$ și $T_6$ nu vor fi afectați de semnalul de intrare. Ca urmare, variațiile în antifază ale curenților de colector ai tranzistoarelor $T_3T_4$ din diferențialul de intrare, datorate unei tensiuni diferențiale de intrare, vor fi în întregime transmise în bazele lui $T_7$ și $T_8$, amplificate de $\beta_p$ ori și regăsite drept curenți de colector ai lui $T_{14}$ și $T_{11}$, ultimul prin oglinda de curent $(T_{10}, T_{11})$.

Datorită variațiilor în antifază ale celor doi curenți, în nodul de ieșire se poate scrie, ca și în problema precedentă,

$$I_o = 2\beta_p I_c = \beta_p \frac{1}{2} \frac{q}{kT} \cdot I_{ABC} V_i.$$

Tranzistoarele $T_{13}$ și $T_{14}$ lucrează în conexiunea cu baza comună, realizînd împreună cu $T_7$, respectiv $T_8$, o configurație de tip cascod, ceea ce mărește nivelul rezistenței de ieșire a schemei.

Bazele tranzistoarelor $T_{13}$ și $T_{14}$ au un potențial fixat prin diodele-tranzistor $T_{15}$, $T_{16}$ și $T_{17}$, iar polarizarea acestor diode este asigurată prin curentul furnizat de $T_{12}$.

Schema, avînd o impedanță de ieșire mare, este caracterizată prin pantă. Ținînd seama de cele expuse, rezultă:

$$G_m = \frac{I_o}{V_i} = \frac{\beta_p}{2} \frac{q}{kT} I_{ABC}$$

sau

$$G_m\,[\text{mA/V}] = 20\beta_p I_{ABC}\,[\text{mA}]. \tag{3.19}$$

**3.18.** Să se calculeze rezistența de ieșire $R_o$ a schemei din figura 3.31a, cunoscînd că tranzistoarele *pnp* au $\beta_p = 20$ și $\eta_p = 5 \cdot 10^{-4}$, iar cele *npn* au $\beta_n = 200$ și $\eta_n = 2{,}8 \cdot 10^{-4}$.

*Soluție.* Rezistența de ieșire este $R_o = R_{o11} \| R_{o8-14}$, unde $R_{o11}$ este rezistența de ieșire a oglinzii $T_{10} - T_{11}$, iar $R_{o8-14}$ este rezistența de ieșire a configurației cascod realizată cu $T_8$ și $T_{14}$.

Deoarece rezistența de ieșire a cascodului este foarte mare, rezultă

$$R_o \cong r_{o11} = \frac{1}{g_{m11}\eta_n},$$

unde

$$g_{m11} = \frac{I_{C11}}{\frac{kT}{q}} = \frac{I_{ABC}}{2\frac{kT}{q}},$$

deci

$$R_o = \frac{2\frac{kT}{q}}{\eta_n} \cdot \frac{1}{I_{ABC}}, \qquad \text{respectiv} \qquad R_o\,[\text{M}\Omega] = \frac{0{,}186}{I_{ABC}\,[\text{mA}]}.$$

Pentru $I_{ABC} = 1\ \mu$A se obține $R_o = 186\ \text{M}\Omega$, foarte apropiat de valoarea tipică de catalog a lui CA 3060 (200 MΩ).

**3.19.** Se consideră schema amplificatorului operațional de transconductanță CA 3080, din figura 3.31b.

a. Să se explice funcționarea schemei.

b. Să se calculeze panta $G_m = I_o/V_i$.

*Soluție.* Schema din figura 3.31b corespunde schemei bloc a unui amplificator de transconductanță prezentată în figura 3.29. Oglinda $M_4$ este realizată cu $D_1$ și $T_3$. Oglinda $M_1$ cuprinde dispozitivele $T_4$, $T_5$, $T_6$ și $D_3$, iar $M_2$ dispozitivele $T_7$, $T_8$, $T_9$ și $D_5$. Tranzistoare $T_5$ și $T_8$, respectiv $T_6$ și $T_9$ sînt conectate în configurație de tip Darlington; aceasta îmbunătățește raportul de oglindire și mărește totodată rezistența de ieșire a oglinzilor respective. Diodele $D_3$ și $D_4$, conectate în paralel pe joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor $T_5$ și $T_8$, îmbunătățesc viteza de lucru a circuitului.

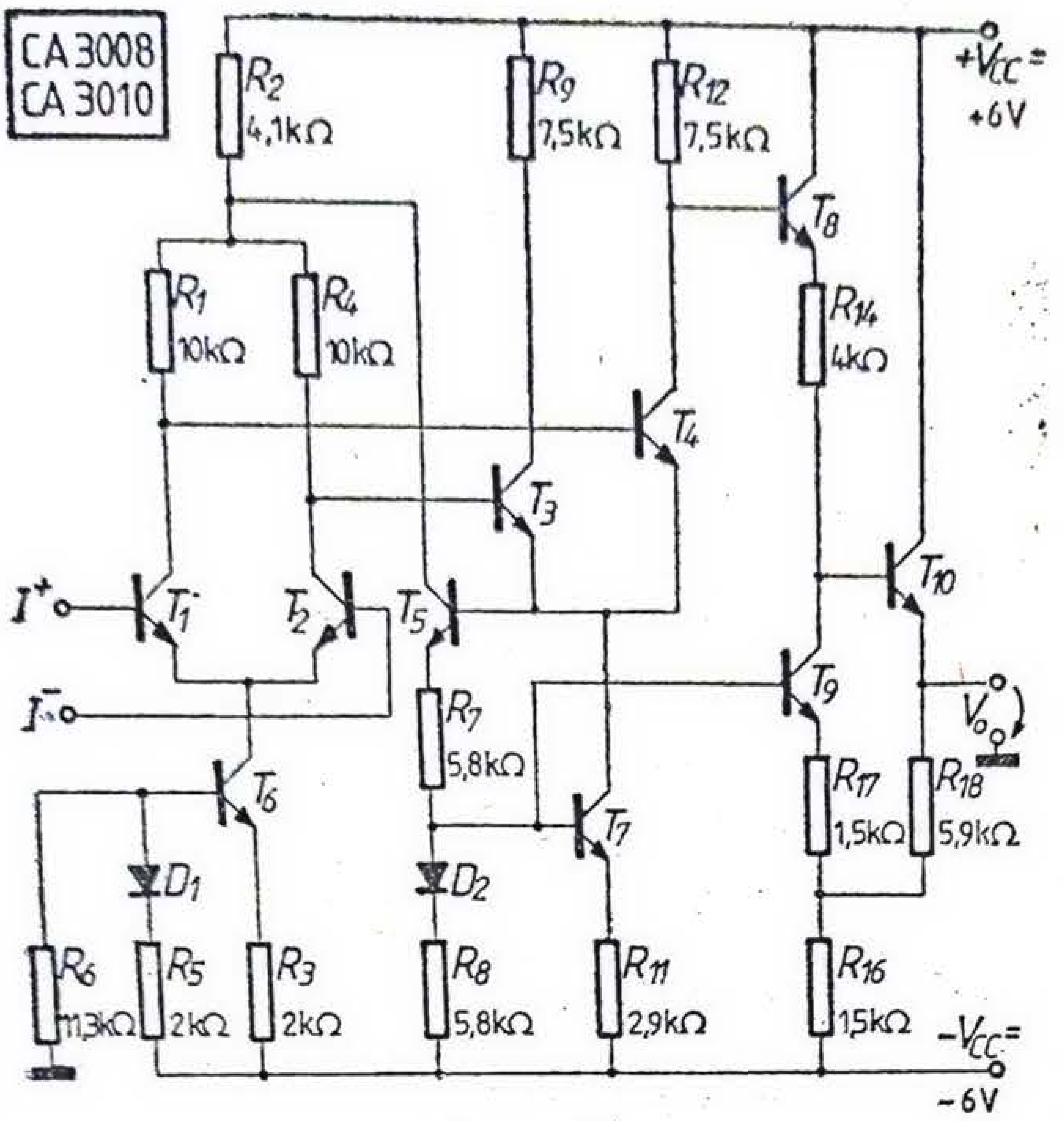



Fig. 3.32.

Oglinda $M_8$ este realizată cu elementele $T_{10}$, $T_{11}$ și $D_6$.

Analiza funcționării circuitului se efectuează ca în problema 3.16, obținîndu-se

$$G_m\,[\text{mA/V}] = \frac{1}{2\dfrac{kT}{q}} \times$$

$$\times\, I_{ABC}\,[\text{mA}] \cong 20\, I_{ABC}\,[\text{mA}].$$

3.20. Schema amplificatorului din figura 3.32 corespunde familiei de amplificatoare operaționale CA 3008, CA 3010.

a. Să se explice funcționarea schemei și rolul diferitelor elemente.

b. Să se determine curenții de repaus prin tranzistoarele schemei, admițînd că intrările sînt conectate la masă și că $V_o = 0$; se consideră că $V_{BE} = 0{,}6$ V.

c. Să se calculeze amplificarea în tensiune diferențială. Se vor considera tranzistoarele identice, avînd $\beta = 100$, $r_x = 0$, $r_o = r_\mu = \infty$.

*Soluție.* Circuitul conține două etaje de amplificare diferențială, un etaj de translatare a nivelului de curent continuu, și un etaj de ieșire.

Etajul diferențial de intrare este realizat cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ și alimentat prin sursa de curent constant $T_6D_1$. Dioda $D_1$ realizează compensarea termică necesară primului etaj. Ieșirea din etajul diferențial de intrare se face simetric, pe colectoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$.

Urmează un al doilea etaj diferențial echipat cu tranzistoarele $T_3$ și $T_4$ și alimentat prin sursa de curent constant $T_7D_2$. Dioda de compensare $D_2$ asigură stabilizarea termică atît pentru cel de-al doilea etaj diferențial, cît și pentru tranzistorul $T_9$ al etajului final.

Tranzistorul $T_5$ realizează reacția negativă necesară reducerii efectului semnalului de intrare în mod comun; într-adevăr, semnalul de mod comun de pe emitoarele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ este aplicat pe baza tranzistorului $T_5$ și furnizat mai departe în rezistența $R_2$, rezistență de colector comună tranzistoarelor $T_1$, $T_2$ și $T_5$, avînd o astfel de fază încît eroarea datorată tensiunilor de mod comun să se reducă.

Tranzistorul $T_5$ realizează o reacție negativă și pentru semnalele de mod comun datorate variațiilor surselor de alimentare. De exemplu, dacă sursa $V_{CC}$ scade, tensiunea pe emitoarele lui $T_3$ și $T_4$ scade și ea. Această scădere se reflectă și în bazele lui $T_5$, $T_7$ și $T_9$, avînd drept rezultat scăderea curenților lor de colector. Scăzînd curentul lui $T_7$, vor scăderea și curenții tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$, deci tensiunile lor de colector vor crește; această tendință de creștere a tensiunii de colector tinde să contracareze tendința de scădere datorată scăderii sursei de alimentare. Deoarece tensiunea de colector a lui $T_4$ se transmite prin $T_8$ la tranzistorul de ieșire $T_{10}$, variația tensiunii de ieșire datorată variațiilor surselor de alimentare este mult redusă. Printr-un mecanism asemănător, tranzistorul $T_5$ reduce și efectul variațiilor sursei de alimentare negative. Ca urmare, este de așteptat ca, datorită reacției negative realizate prin $T_5$, amplificatorul studiat să aibă o foarte mare rejecție a modului comun și o sensibilitate redusă la variațiile surselor de alimentare.

Ieșirea din etajul diferențial $T_3T_4$ este simplă: ea comandă direct tranzistoarele $T_8$ și $T_{10}$ lucrînd toate într-o conexiune de tip cu colectorul comun. Colectorul lui $T_4$ este legat la baza lui $T_8$, iar circuitul de emitor a lui $T_8$ furnizează curentul de comandă în baza lui $T_{10}$. După cum s-a arătat în capitolul 2, problemele 2.3 și 2.5, reacția pozitivă aplicată din emitorul lui $T_{10}$ în emitorul lui $T_9$ permite obținerea unei amplificări în tensiune supraunitare în etajul final.

Tensiunea de ieşire din amplificare se ia din emitorul lui $T_{10}$; ca urmare, nivelul de curent continuu al tensiunii de ieşire este mult mai mic decît cel din colectorul lui $T_4$, datorită căderii de tensiune continuă pe $R_{14}$, realizîndu-se astfel translatarea necesară în curent continuu.

Pentru determinarea curenţilor de colector se procedează astfel:

$$I_{R6} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_5 + R_6} = \frac{6 - 0,6}{2 + 11,3} = \frac{5,4}{13,3} = 0,400 \text{ mA},$$

$$I_{C6} = I_{R3} = I_{R6} = 0,4 \text{ mA}, \qquad I_{C1} = I_{C2} = I_{C6}/2 = 0,2 \text{ mA}.$$

Dar $2V_{CC} = R_2(I_{C1} + I_{C2} + I_{C5}) + R_1 I_{C1} + V_{BE3} + V_{BE5} + I_{C5}R_7 + V_D + I_{C5}R_8$, deci

$$I_{C5} = \frac{2V_{CC} - R_2(I_{C1} + I_{C2}) - R_1 I_{C1} - 3V_{BE}}{R_2 + R_7 + R_8} =$$

$$= \frac{12 - 0,4 \cdot 4,1 - 10 \cdot 0,2 - 1,8}{4,1 + 5,8 + 5,8} = 0,420 \text{ mA}.$$

Deoarece $I_{C5}R_8 = I_{C7}R_{11}$,

$$I_{C7} = \frac{R_8}{R_{11}} \cdot I_{C5} = 2 \cdot 0,420 = 0,840 \text{ mA},$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{C7}}{2} = 0,420 \text{ mA}.$$

Tensiunea faţă de masă pe colectorul lui $T_4$ este $V_{C4} = V_{CC} - I_{C4}R_{12} = 6 - 7,5 \cdot 0,420 = 6 - 3,15 = 2,85$ V; însă $V_{B10} = 0,6$ V şi deci tensiunea la bornele rezistenţei $R_{14}$ este

$$V_{R14} = V_{C4} - V_{BE4} - V_{B10} = 2,85 - 1,2 = 1,65 \text{ V},$$

iar

$$I_{R14} = \frac{V_{R14}}{R_{14}} = \frac{1,65}{4} = 0,410 \text{ mA}, \qquad I_{C8} = I_{C9} = I_{R14} = 0,410 \text{ mA}.$$

De asemenea,

$$V_{BE7} + I_{C7}R_{11} = V_{BE9} + I_{C9}R_{17} + (I_{C9} + I_{C10})R_{16},$$

deci

$$I_{C10} = \frac{I_{C7}R_{11} - I_{C9}(R_{17} + R_{16})}{R_{16}} = \frac{0,84 \cdot 29 - 0,41 \cdot 3}{1,5} = 0,8 \text{ mA}.$$

Amplificarea în tensiune diferenţială este $a_v = a_{v1} \cdot \frac{1}{2} \cdot a_{v2} \cdot a_{v3}$, unde factorul 1/2 s-a introdus pentru a ţine seama de ieşirea simplă din al doilea etaj diferenţial:

$$a_{v1} = g_{m1}R_1 = 40 I_{C1}R_1 = 40 \cdot 0,2 \cdot 10 = 80, \qquad a_{v2} = \frac{\beta R_{13}}{r_{\pi 3} + R_4},$$

unde $r_{\pi 3} = \frac{\beta}{g_{m3}} = \frac{100}{40 \cdot 0,42} = 6 \text{ k}\Omega$; deci

$$a_{v2} = \frac{100 \cdot 7,5}{6 + 10} = 47,2.$$

Etajul final a cărui schemă în curent alternativ a fost redesenată în figura 3.33 a, are o reacţie pozitivă de tip paralel-paralel pentru care

$$A_z = \frac{a_z}{1 - a_z f_y}. \tag{3.20}$$

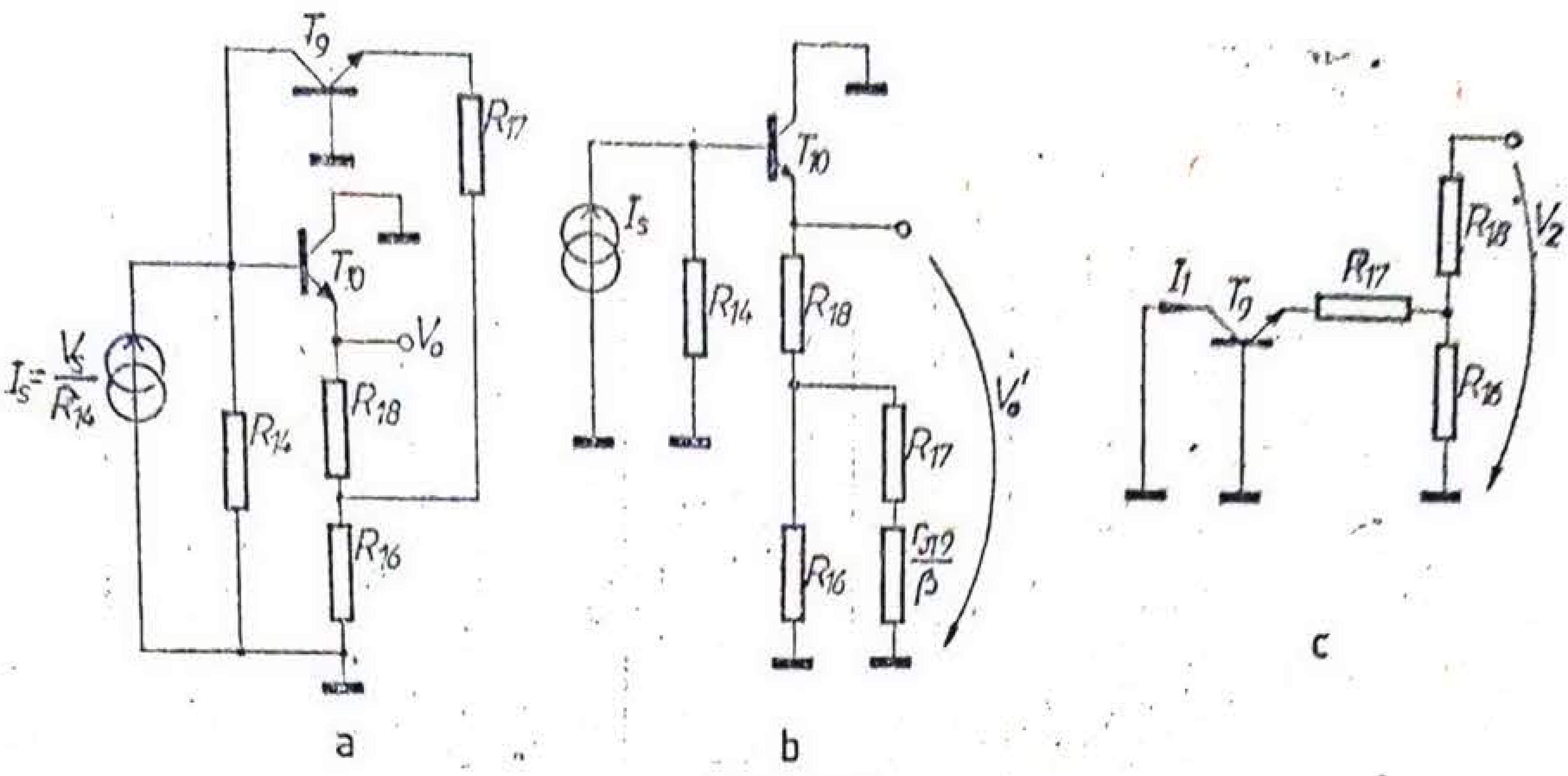



Fig. 3.33.

Calculul mărimilor $a_z$ şi $f_y$ se face utilizînd figurile 3.33 b şi c. Astfel, din figura 3.33 b, se obţine

$$a_z = \frac{V_o'}{I_s} = \beta \frac{R_{14}\left[R_{18} + R_{16} \| \left(R_{17} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}\right)\right]}{R_{14} + r_{\pi 10} + \beta\left[R_{18} + R_{16} \| \left(R_{17} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}\right)\right]} \simeq R_{14},$$

iar din figura 3.33, c rezultă

$$f_y = \frac{I_1}{V_2} = \frac{1}{R_{18} + R_{16} \| \left[R_{17} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}\right]} \cdot \frac{R_{16}}{R_{17} + R_{16} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}}.$$

Înlocuind în formula (3.20),

$$A_z = \frac{V_o}{I_s} = \frac{R_{14}}{1 - \frac{R_{14}}{R_{18} + R_{16} \| \left[R_{17} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}\right]} \cdot \frac{R_{16}}{R_{17} + R_{16} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}}}.$$

Deoarece $V_s = I_s R_{14}$ se obţine

$$a_{v3} = \frac{1}{1 - \frac{R_{14}}{R_{18} + R_{16} \| \left[R_{17} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}\right]} \cdot \frac{R_{16}}{R_{17} + R_{16} + \frac{r_{\pi 9}}{\beta}}}. \qquad (3.21)$$

Neglijînd $r_{\pi 9}/\beta$, rezultă $a_{v3} = \frac{1}{0,7} = 1,4$, deci

$$a_v = 80 \cdot 47,2 \cdot 1,4 = 5286,4.$$

**3.21.** Schema din figura 3.34 corespunde familiei de amplificatoare operaţionale CA 3033, CA 3047. Să se explice funcţionarea schemei şi să se precizeze particularităţile ei comparativ cu amplificatorul operaţional CA 3008 din figura 3.32.

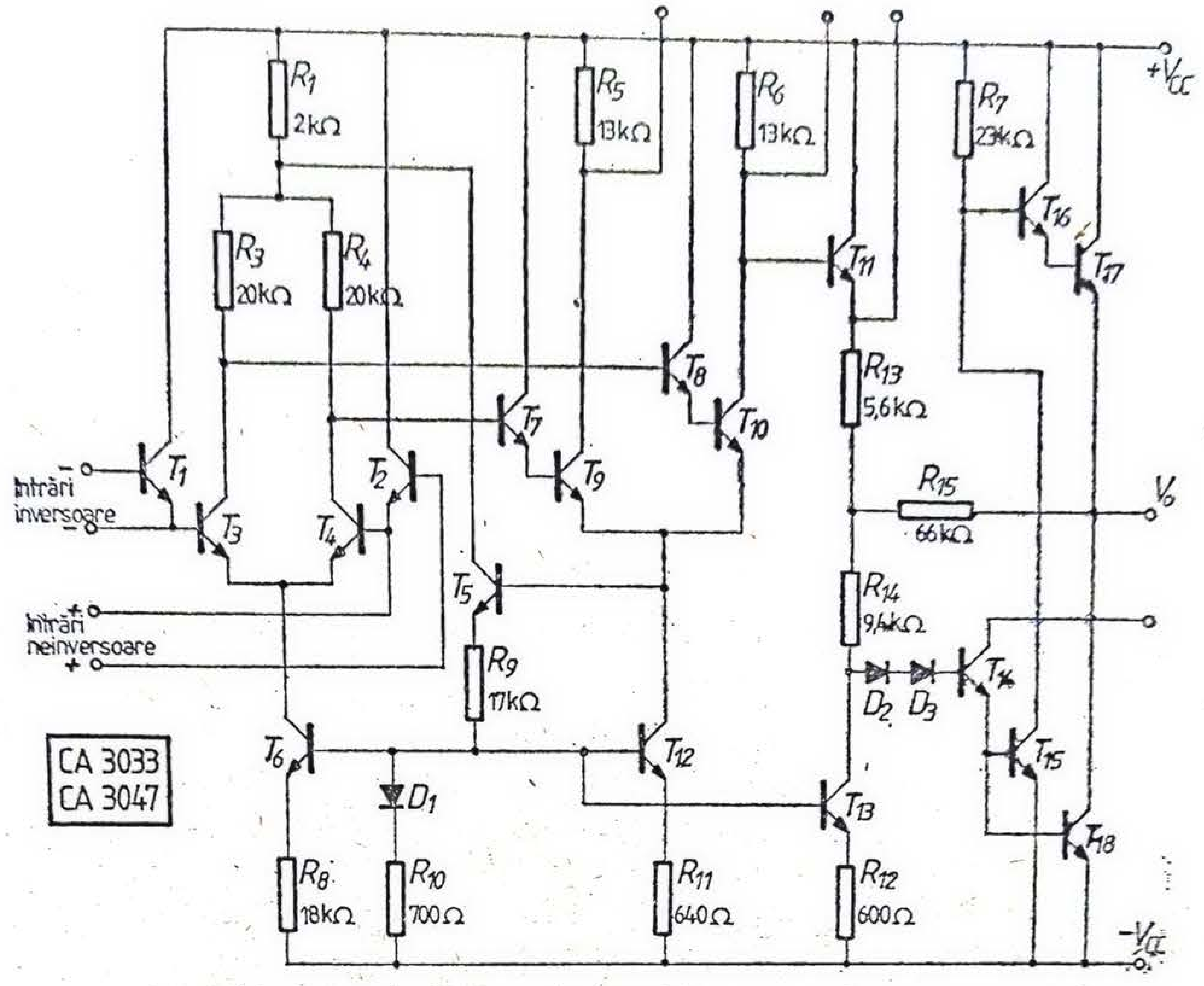



Fig. 3.34.

*Soluție.* Ca și circuitul CA 3008, amplificatorul operațional Ca 3033 este format din două etaje de amplificare de tip diferențial urmate de un etaj de ieșire clasă B.

Intrările pe tranzistoarele $T_1$ și $T_2$, în conexiunea cu colectorul comun, asigură o rezistență de intrare mare, o capacitate de intrare mică și curenți de polarizare mici.

Ieșirea diferențială din primul etaj se face pe colectoarele tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ și este izolată de intrarea în cel de-al doilea etaj diferențial, realizat cu $T_9$ și $T_{10}$, prin intermediul repetoarelor pe emitor $T_7$ și $T_8$; în acest fel se reduce efectul de șuntare al sarcinii primului etaj de către rezistența de intrare în cel de-al doilea.

Ca și amplificatorul operațional CA 3008, circuitul este prevăzut cu o reacție negativă pe modul comun, realizată cu ajutorul tranzistorului $T_5$. În plus, orice modificare a valorii surselor de alimentare este transmisă pe baza lui $T_5$ care acționează în sensul compensării ei; astfel, creșterea tensiunii pe emitoarele lui $T_9$ și $T_{10}$ determină creșterea tensiunii pe baza lui $T_5$ și implicit a curentului său de colector, ceea ce tinde să contracareze creșterea tensiunii de colector a lui $T_3$ sau $T_4$. În același timp crește și tensiunea pe baza lui $T_6$, deci crește și curentul de colector al lui $T_6$. Prin urmare orice aparentă creștere a tensiunii pe colectoarele lui $T_3$ și $T_4$, corespunzînd tranzistoarelor din primul etaj, este însoțită de două corecții: una corespunde sursei de curent $T_6$, iar cealaltă tensiunii de alimentare prin rezistența $R_1$, reprezentînd rezistența de sarcină comună tranzistoarelor $T_3$, $T_4$ și $T_5$.

Repetorul pe emitor realizat cu $T_{11}$ separă cel de-al doilea etaj diferențial de etajul de ieșire. Rezistorul $R_{13}$ poate fi considerat ca o rezistență de intrare într-un amplificator avînd drept punct de sumare punctul comun rezistoarelor $R_{13}$, $R_{14}$ și $R_{15}$. Rezistorul $R_{14}$ realizează translatarea nivelului de curent continuu, în condițiile unei atenuări reduse a semnalului datorită rezistenței dinamice mari de ieșire a sursei de curent $T_{13}$. Diodele $D_2$ și $D_3$ realizează însă o translatare a nivelului de curent continuu spre baza lui $T_{14}$. Acest tranzistor, lucrînd ca repetor pe emitor, asigură o impedanță mică de ieșire pentru comanda tranzistoarelor $T_{15}$ și $T_{18}$.

Etajul de ieșire este prevăzut cu o reacție negativă prin $R_{15}$. Rezistența $R_{15}$ este plasată între ieșire și punctul virtual de masă al circuitului de translatare în curent continuu. Reacția negativă prin $R_{15}$ realizează o stabilizare termică, fixează totodată cîștigul de tensiune al etajului de ieșire la valoarea $R_{15}/R_{13}$ și reduce distorsiunile datorate asimetriilor celor două jumătăți de schemă.

3.22. În figura 3.35 se indică schema amplificatorului operațional μA702.

a. Să se explice funcționarea schemei și să se precizeze particularitățile ei.

b. Să se calculeze curenții de colector în repaus ai tranzistoarelor, admițînd una din intrări conectată la masă, iar tensiunea de pe cealaltă intrare $V_I$ astfel ajustat încît $V_o=0$; se consideră $V_{BE}=0{,}7$V.

c. Să se determine amplificarea în tensiune diferențială considerînd $\beta = 100$, $r_x = 0$ și $r_o = r_\mu = \infty$.

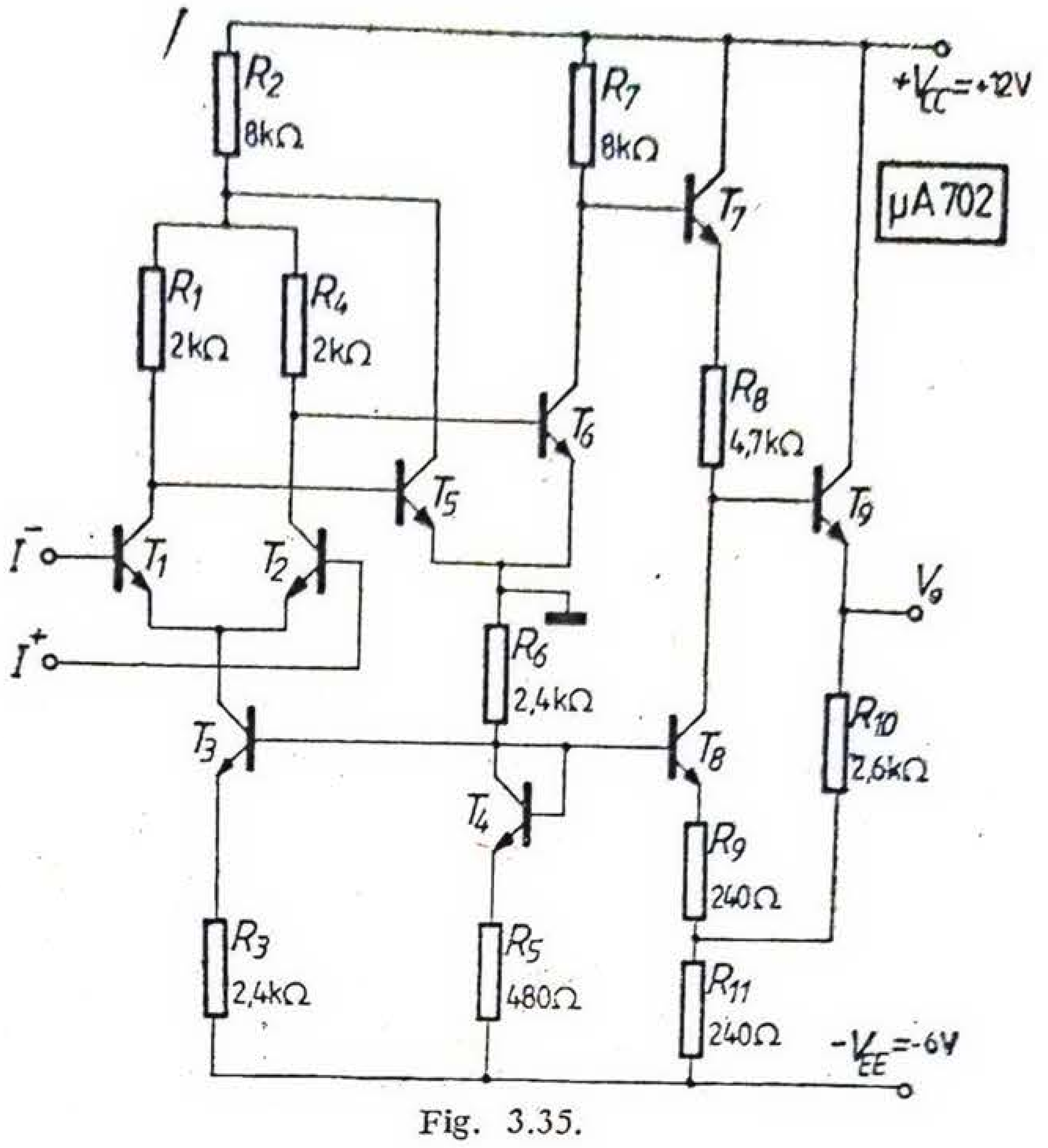



Fig. 3.35.

*Soluție.* Schema conține două etaje diferențiale și un etaj de ieșire.

Etajul de intrare este un etaj diferențial simetric alimentat de la sursa de curent constant, realizată de $T_3$, $T_4$.

Etajul intermediar, realizat de $T_5$ și $T_6$, este de asemenea diferențial, avînd o ieșire simplă. Modul de conectare a celor două etaje conservă întregul cîștig diferențial în condițiile utilizării ieșirii simple (după cum s-a arătat în problema 1.30).

Etajul de ieșire realizat cu tranzistoarele $T_7$ și $T_9$, lucrînd în conexiunea cu colectorul comun, permite o translatare a nivelului de curent continuu prin căderea de tensiune de pe rezistența $R_8$ în condițiile unei atenuări reduse a semnalului, datorate rezistenței mari de ieșire a sursei de curent $T_8$, $T_4$. Reacția emitor-emitor aplicată între $T_9$ și $T_8$ permite obținerea unei amplificări supraunitare a etajului final.

Pentru calculul curenților de repaus se procedează astfel:

$$I_{R_5} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_5 + R_6} = \frac{6 - 0{,}7}{2{,}4 + 0{,}48} = 1{,}84 \text{ mA},$$

$$I_{C3} = I_{R_5} \cdot \frac{R_5}{R_3} = 1{,}84 \cdot \frac{0{,}48}{2{,}4} = 0{,}368 \text{ mA},$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = 0{,}184 \text{ mA}.$$

Pe de altă parte,

$$V_{CC} - (I_{C1} + I_{C2} + I_{C5})\, R_2 - I_{C2} \cdot R_4 - V_{BE6} = 0,$$

deci

$$I_{C5} = \frac{V_{CC} - (I_{C1} + I_{C2})\, R_2 - I_{C2} R_4 - V_{BE6}}{R_2} =$$

$$= \frac{12 - 0{,}368 \cdot 8 - 0{,}184 \cdot 2 - 0{,}7}{8} = 1 \text{ mA} = I_{C6}.$$

Prin urmare, față de masă, tensiunea pe colectorul lui $T_6$ este $V_{C6} = V_{CC} - R_7 I_{C6} = 12 - 8 \cdot 1 = 4$ V, iar $V_{E7} = V_{B7} - V_{BE} = V_{C6} - V_{BE} = 4{,}07 = 3{,}3$ V.

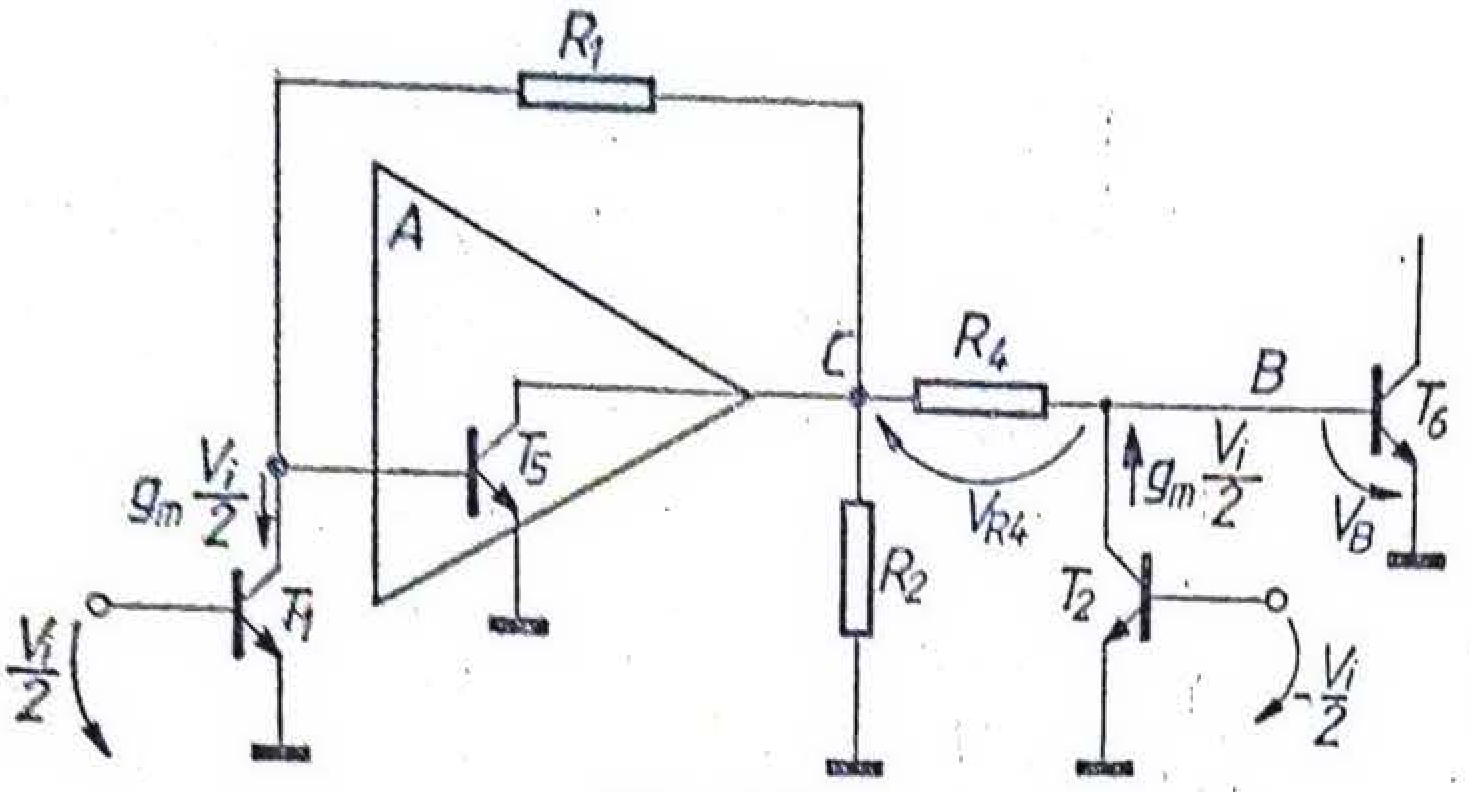



Fig. 3.36.

Deoarece $V_{B9} = 0,7$ V, rezultă căderea de tensiune pe $R_8$, $V_{R8} = V_{E7} - V_{B9} = 3,3 - 0,7 = 2,6$ V, deci

$$I_{R8} = I_{C7} = I_{C8} = \frac{V_{R8}}{R_8} = \frac{2,6\ \text{V}}{4,7\ \text{k}\Omega} = 0,553\ \text{mA}.$$

Căderea de tensiune pe rezistența $R_3$ este egală cu căderea de tensiune pe $R_9$ și $R_{11}$: $V_{R3} = V_{R9} + V_{R11} \Rightarrow I_{C3}R_3 = I_{C8}R_9 + (I_{C8} + I_{C9})R_{11} \Rightarrow 2,4 \cdot 0,368 = 0,553\,(0,24 + 0,24) + 0,24\ I_{C9} \Rightarrow I_{C9} = 3,68 - 1,106 = 2,57$ mA.

După cum s-a arătat în capitolul 1, modul de conectare a celor două etaje diferențiale elimină efectul de înjumătățire a amplificării în tensiune care ar apărea datorită ieșirii simple din cel de-al doilea etaj; pentru a justifica această afirmație se utilizează schema din figura 3.36. Se observă că amplificatorul $A$ prevăzut cu reacție funcționează într-o schemă de convertor curent-tensiune, obligînd punctul $C$ să evolueze cu o amplitudine $V_C \cong V_{R1} \cong R_1 \cdot g_m \frac{V_i}{2}$, neglijînd rezistența de intrare în $T_5$. Deoarece căderea de tensiune pe rezistența $R_4$ este $V_{R4} \cong R_4 g_m \frac{V_i}{2} = R_1 \cdot g_m \frac{V_i}{2}$, rezultă că excursia în tensiune în punctul $B$ se dublează, fiind $V_B = V_{R4} + V_C = g_m R_1 V_i$.

Pentru a justifica aproximațiile făcute se poate face un calcul exact pe baza figurii 3.37:

$$I_{b6} = \frac{V_B}{r_{\pi 6}}, \qquad I_{R4} = g_m \frac{V_i}{2} - \frac{V_B}{r_{\pi 6}}, \qquad I_{R2} = \frac{V_C}{R_2},$$

$$I_{R1} = I_{R4} - I_{R2} - g_{m5}V_5 = g_m \frac{V_i}{2} - \frac{V_B}{r_{\pi 6}} - \frac{V_C}{R_2} - g_{m5}V_5;$$

însă

$$I_{b5} = \frac{V_5}{r_{\pi 5}}, \qquad I_{R1} = g_m \frac{V_i}{2} + I_{b5} = g_m \frac{V_i}{2} + \frac{V_5}{r_{\pi 5}}.$$

Egalînd cele două expresii ale lui $I_{R1}$ rezultă

$$V_5\left(\frac{1}{r_{\pi 5}} + g_{m5}\right) = -\frac{V_C}{R_2} - \frac{V_B}{r_{\pi 6}}. \tag{3.22}$$

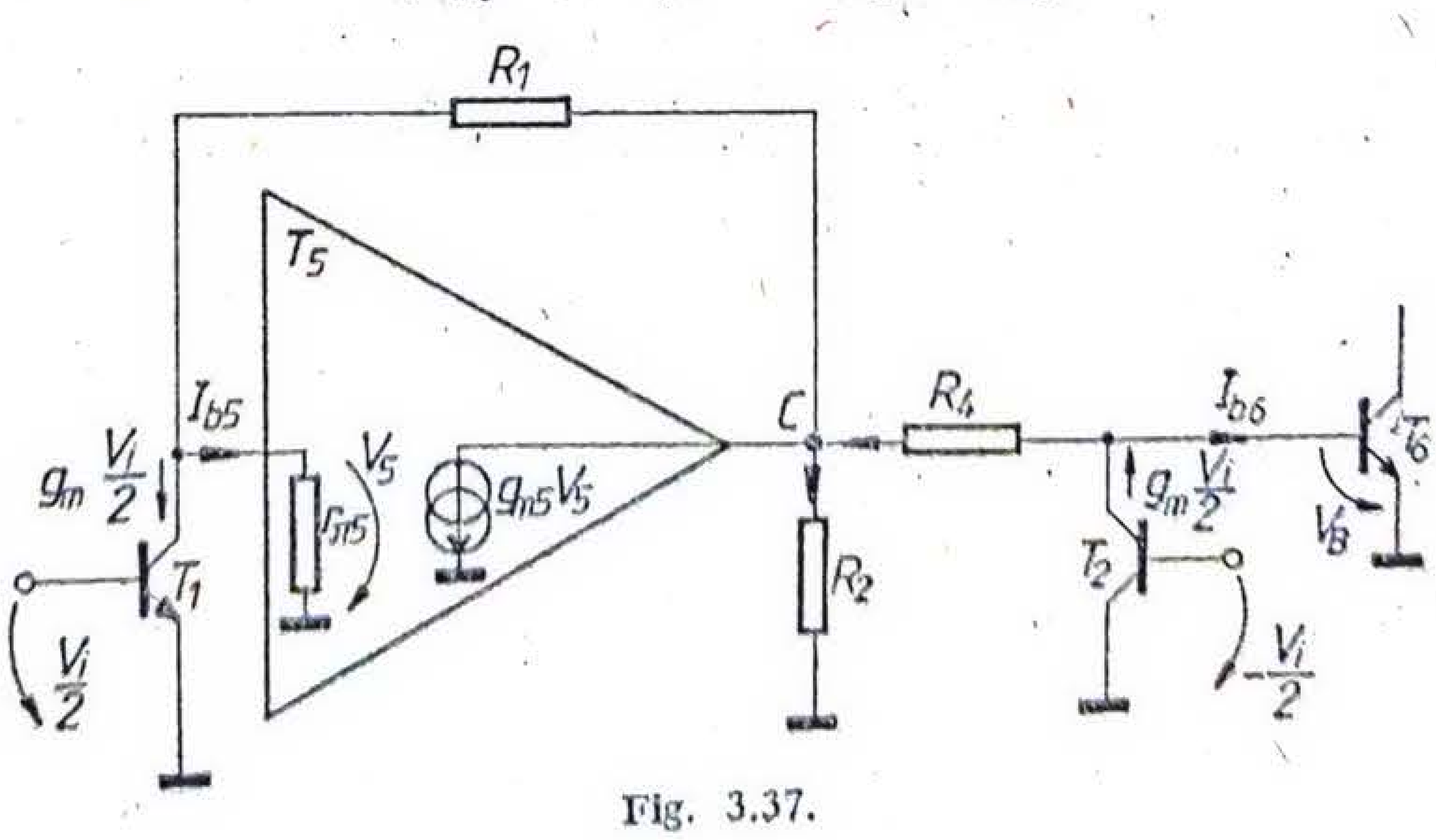



Fig. 3.37.

Pe de altă parte, $V_C = V_{R1} + V_5$, adică $V_C = R_1\left(g_m \frac{V_i}{2} + \frac{V_5}{r_{\pi 5}}\right) + V_5$, de unde

$$V_5 = \frac{V_C - R_1 g_m \frac{V_i}{2}}{\frac{R_1}{r_{\pi 5}}}.$$

Înlocuind în relația (3.22) rezultă

$$V_C = \frac{\frac{V_i}{2} g_m R_1 (\beta_5 + 1) - \frac{V_B}{r_{\pi 6}} (r_{\pi 5} + R_1)}{(\beta_5 + 1) + \frac{R_1 + r_{\pi 5}}{R_2}}; \quad (3.23)$$

însă

$$V_B = V_{R4} + V_C, \quad (3.24)$$

unde

$$V_{R4} = I_{R4} R_4 = \left(g_m \frac{V_i}{2} - \frac{V_B}{r_{\pi 6}}\right) R_4. \quad (3.25)$$

Înlocuind în relația (3.24) mărimile $V_C$ și $V_{R4}$ prin expresiile lor (3.23) și (3.25), rezultă

$$V_B = g_m \frac{V_i}{2} R_4 - \frac{V_B}{r_{\pi 6}} R_4 + \frac{\frac{V_i}{2} g_m R_1 (\beta_5 + 1) - \frac{V_B}{r_{\pi 6}} (r_{\pi 5} + R_1)}{(\beta_5 + 1) + \frac{R_1 + r_{\pi 5}}{R_2}}. \quad (3.26)$$

Prelucrînd relația (3.26) se poate determina expresia tensiunii $V_B$ în funcție de tensiunea de intrare $V_i$ și elementele schemei. Ținînd seama că $R_1 = R_4$, se obține

$$\frac{V_B}{V_i} = g_m R_1 \cdot \frac{\beta_5 + \frac{R_1 + r_{\pi 5}}{2R_2}}{\left(\beta_5 + \frac{r_{\pi 5} + R_1}{R_2}\right)\left(1 + \frac{R_1}{r_{\pi 6}}\right) + \frac{r_{\pi 5} + R_1}{r_{\pi 6}}}. \quad (3.27)$$

Pentru schema studiată, $r_{\pi 5} = r_{\pi 6}$ deoarece tranzistoarele $T_5$ și $T_6$, presupuse identice, lucrează la același curent de colector în repaus; această observație permite rescrierea relației (3.27) sub forma simplificată

$$\frac{V_B}{V_i} = g_m (R_1 \| r_{\pi 5}) \frac{\beta_5 + \frac{R_1 + r_{\pi 5}}{2R_2}}{\beta_5 + \frac{R_1 + r_{\pi 5}}{R_2}} \cong g_m (R_1 \| r_{\pi 5}); \quad (3.28)$$

dar $g_m = 40\ I_{C1} = 40 \cdot 0{,}184 = 7{,}36$ mA/V și $r_{\pi 5} = \frac{\beta_0}{g_{m5}} = \frac{100}{40 \cdot 1} = 2{,}5$ kΩ, deci amplificarea în tensiune între bornele de intrare și baza tranzistorului $T_6$ este

$$a_{v1} = \frac{V_B}{V_i} = 7{,}36 \cdot \frac{2 \cdot 2{,}5}{2 + 2{,}5} = 8{,}18.$$

Amplificarea în tensiune a etajului realizat cu $T_6$ se calculează cu ușurință observînd că încărcarea sa, de către impedanța de intrare în $T_7$, este neglijabilă, deci $a_{v2} = g_{m6} R_7 = 40 \cdot 8 = 320$.

Etajul final este prevăzut cu o reacție pozitivă de tip paralel-paralel pentru care, așa cum s-a demonstrat în problema 3.20, relația (3.21), făcînd schimbările de notații corespunzătoare, se poate scrie

$$a_{v3} = \frac{1}{1 - \dfrac{R_8}{R_{10} + R_{11} \| R_9 + \dfrac{r_{\pi 8}}{\beta}} \cdot \dfrac{R_{11}}{R_9 + R_{11} + \dfrac{r_{\pi 8}}{\beta}}};$$

însă $r_{\pi 8} = \dfrac{\beta}{g_{m8}} = \dfrac{100}{40 \cdot I_{C8}} = \dfrac{100}{40 \cdot 0{,}553} = 4{,}5\ \mathrm{k\Omega}$, deci

$$a_{v3} = \frac{1}{1 - \dfrac{4{,}7}{2{,}6 + 0{,}24 \| 0{,}28} \cdot \dfrac{0{,}24}{0{,}24 + 0{,}24 + 0{,}45}} =$$

$$= \frac{1}{1 - \dfrac{4{,}7}{2{,}73} \cdot 0{,}26} = \frac{1}{1 - 0{,}45} = 1{,}8.$$

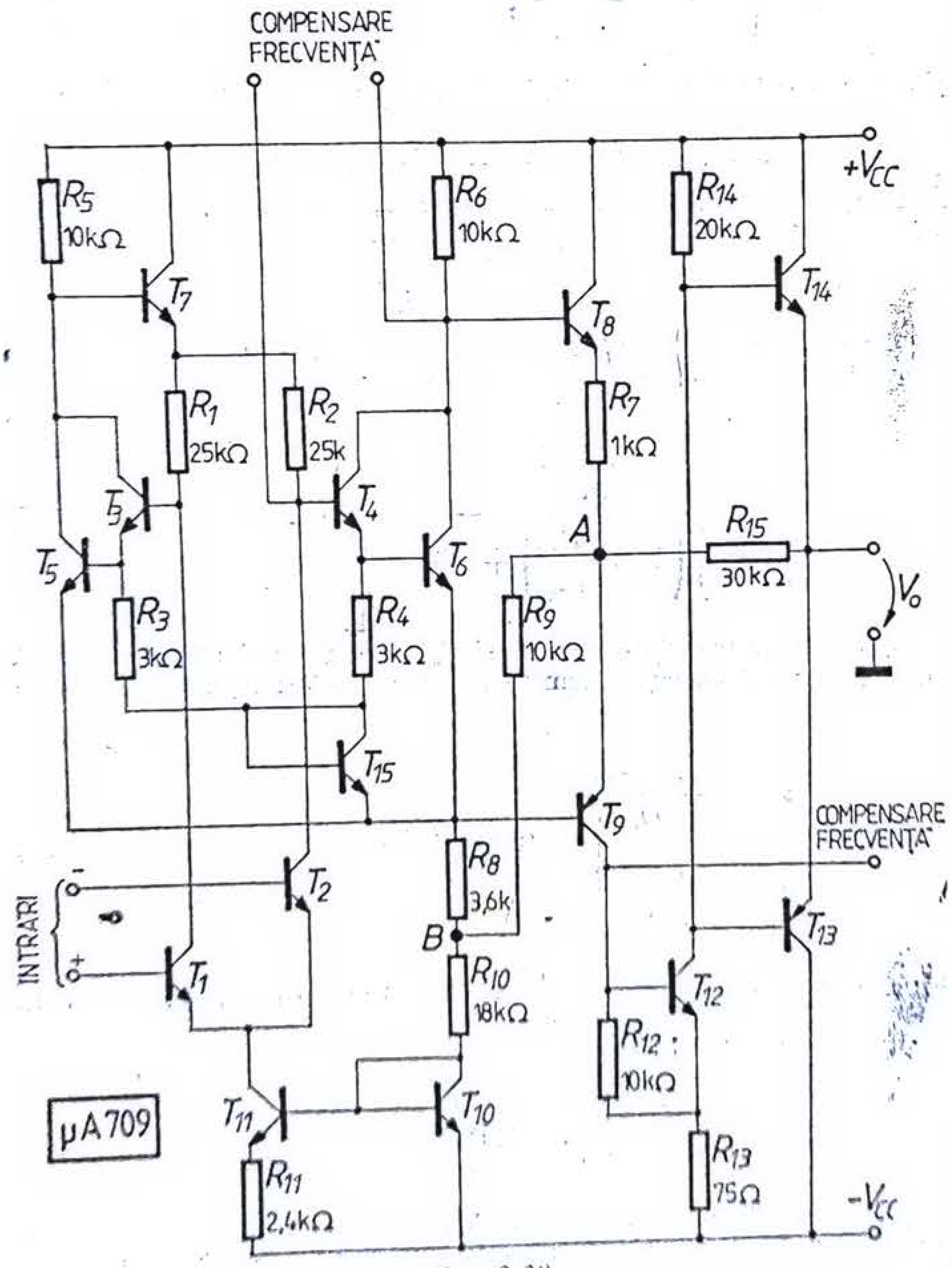



Fig. 3.38.

Cunoscînd amplificările pe etaje se poate calcula amplificarea globală: $a_v = a_{v1}a_{v2}a_{v3} = 8{,}18 \cdot 320 \cdot 1{,}8 = 4\,700$.

**3.23.** Amplificatorul operațional μA 709 are schema din figura 3.38.

Să se explice funcționarea schemei și să se precizeze particularitățile ei.

*Soluție.* Schema cuprinde în esență două etaje de amplificare diferențiale și un etaj de ieșire clasă B realizat cu tranzistoare complementare.

Primul etaj diferențial este realizat cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ și alimentat de sursa de curent de tip Widlar alcătuită cu tranzistoarele $T_{11}$ și $T_{10}$, ultimul fiind în conexiune de diodă, pentru care se poate scrie:

$$I_{C11} = \frac{V_{BE10} - V_{BE11}}{R_{11}} = \frac{1}{R_{11}} \cdot \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C10}}{I_{C11}}. \quad (3.29)$$

Relația (3.29) arată că se poate considera că valoarea curentului $I_{C11}$ depinde logaritmic de curentul $I_{C10}$ care este determinat în esență de sursa de alimentare. Ca urmare, eventualele

variații ale sursei de alimentare nu au practic nici un efect asupra curentului debitat de sursa de curent. După cum s-a arătat în capitolul 1, sursa de tip Widlar permite obținerea unui curent de de ieșire de valoare mică; deci etajul de intrare va lucra la curenți de colector mici, ceea ce asigură curenți de polarizare de asemenea mici și o rezistență de intrare diferențială mare. Pentru ca panta $g_{m1}$ mică a etajului de intrare să nu reducă exagerat de mult amplificarea primului etaj, se utilizează rezistențe de colector $R_1$, $R_2$ relativ mari (25 kΩ) comparativ cu amplificatorul µA 702. De asemenea, etajul diferențial următor folosește tranzistoare compuse în configurație Darlington, ceea ce asigură rezistențe mari de intrare, deci o încărcare minimă a etajului de intrare.

O altă caracteristică interesantă a acestui etaj este aceea că variația în funcție de temperatură a curentului debitat de sursa de curent este compensată de variația pantei etajului de intrare; ca urmare, amplificarea în tensiune este relativ constantă într-o gamă largă de temperaturi.

Al doilea etaj de amplificare are tot o structură de diferențial, fiind realizat cu perechile de tranzistoare compuse în configurații Darlington $T_3T_5$ și $T_4T_6$. Rezistențele $R_3$, $R_4$ și tranzistorul $T_{15}$ în conexiune de diodă, asigură funcționarea tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$ la curent practic constant, independent de tensiunea de alimentare. Se poate scrie

$$I_{C3} = I_{R3} = \frac{V_{BE5} - V_{BE15}}{R_3} = \frac{1}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C5}}{I_{C15}} = \frac{1}{R_3}\frac{kT}{q}\ln\frac{I_{C5}}{2I_{C3}}, \qquad (3.30)$$

ceea ce pune, într-adevăr, în evidență dependența logaritmică a curentului $I_{C3}$ de curentul $I_{C5}$, respectiv de tensiunea de alimentare.

Ca și în cazul amplificatorului operațional µA 702, modul de conectare a celor două etaje diferențiale permite obținerea amplificării diferențiale integrale din cel de-al doilea etaj în condițiile unei ieșiri simple. Aceasta se realizează, după cum s-a arătat în capitolul 1 (problema 1.30), pe seama reacției locale care contribuie la creșterea cîștigului tranzistorului echivalent $T_{4-6}$ și la scăderea cîștigului lui $T_{3-5}$. Comparativ cu schema amplificatorului µA 702, µA 709 conține tranzistorul $T_7$ care are rolul de etaj separator, adică izolează curentul de colector al etajului de intrare de cel al tranzistorului echivalent $T_3T_5$.

Cele două etaje de amplificare diferențiale sînt prevăzute și cu o reacție negativă pe modul comun, realizată prin alimentarea sursei de curent $T_{10}$, $T_{11}$ din emitorul comun al tranzistoarelor $T_5$, $T_6$, ceea ce, evident, mărește rejecția modului comun.

Pentru a evita încărcarea celui de-al doilea etaj de către etajele de ieșire, schema utilizează încă un etaj separator realizat cu tranzistorul $T_8$ în conexiune de repetor pe emitor, ceea ce oferă etajului următor o rezistență mică de ieșire.

Etajele de ieșire sînt alcătuite din tranzistorul $T_9$, în conexiune cu baza la masă, și tranzistorul $T_{12}$, în conexiune emitor comun, urmat de un etaj final, realizat cu tranzistoare complementare in clasă B. Pentru reducerea distorsiunilor de trecere ale etajului final se utilizează o reacție negativă puternică prin rezistența $R_{15}$ care fixează totodată valoarea amplificării în tensiune a etajelor de ieșire la $R_{15}/R_7 = 30$.

**3.24.** Se consideră schema amplificatorului integrat µA 709 din figura 3.38.

a. Să se calculeze curenții de colector ai tranzistoarelor, admițînd una din intrări conectată la masă și $V_i$ astfel ajustat încît $V_o = 0$. Se consideră că tranzistorul $T_9$, care este un tranzistor *pnp* lateral, are $\beta_p = 2$. Celelalte tranzistoare sînt identice și au $\beta = 150$. Se va analiza situația corespunzătoare unei alimentări în curent continuu simetrice de ±15 V.

b. Să se calculeze curenții $I^+$ și $I^-$ prin cele două surse de alimentare.

c. Să se determine puterea disipată în repaus.

*Soluție.* Admițînd, pentru tranzistorul $T_{12}$, că $V_{BE} = 0{,}7$ V, se obține

$$I_{C9} = I_{R12} = \frac{V_{BE12}}{R_{12}} = 0{,}07 \text{ mA}, \qquad I_{B9} = \frac{I_{C9}}{\beta_p} = \frac{0{,}07}{2} = 0{,}035 \text{ mA},$$

$$I_{E9} = (\beta_p + 1)\, I_{B9} = 3 \cdot 0{,}035 \text{ mA} = 0{,}105 \text{ mA}.$$

Pe de altă parte, așa cum rezultă din schema din figura 3.39, se pot scrie următoarele relații:

$$10\, I_{R9} = 3{,}6\, I_{R8} + 0{,}7,$$

$$10\, I_{R9} + 18\,(I_{R8} + I_{R9}) + 0{,}7 = 15 + V_A.$$

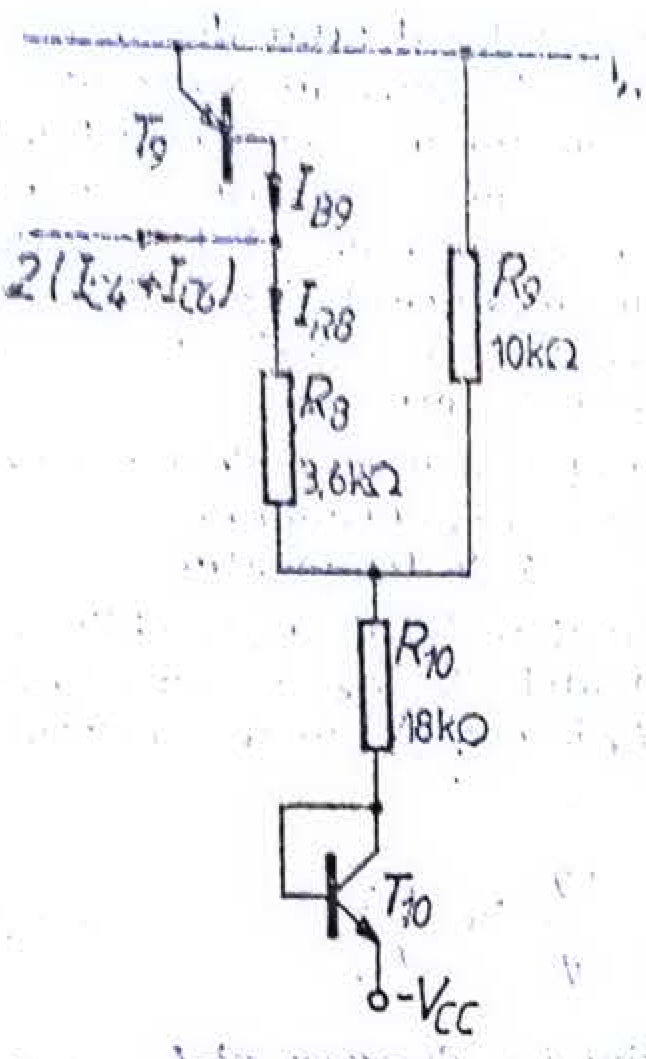


Fig. 3.39.

din care rezultă

$$I_{R8} = \frac{12{,}34 + V_A}{28{,}08} \qquad I_{R9} = \frac{3{,}6\, I_{R8} + 0{,}7}{10}.$$

Potențialul $V_A$ poate fi exprimat în funcție de elementele schemei (fig. 3.38):

$$V_A = V_{CC} - R_6 \cdot 2\,(I_{C4} + I_{C6}) - R_7\left(I_{R9} + I_{E9} + \frac{V_A}{R_{15}}\right),$$

unde, așa cum rezultă din figura 3.39,

$$2\,(I_{C4} + I_{C6}) = I_{R8} - I_{B9} = I_{R8} - 0{,}035,$$

deci

$$V_A = \frac{V_{CC} - R_6 \cdot 2\,(I_{C4} + I_{C6}) - R_7\,(I_{R9} + I_{E9})}{1 + \dfrac{R_7}{R_{15}}}.$$

Cu ajutorul relațiilor deduse, printr-un calcul iterativ, se pot determina valorile curenților $I_{R8}$, $I_{R9}$, $I_{C4} + I_{C6}$.

Calculul s-a pornit de la ipoteza unei funcționări simetrice a etajului final, adică $V_{BE14} = -V_{EB13} = 0$ V, deci $I_{C14} = I_{C13} = 0$.

Admițînd $V_o = 0$, aceasta înseamnă $I_{R15} = 0$ și implicit $V_A = 0$. S-a pornit deci de la o valoare inițială $V_A = 0$.

Rezultatele obținute după mai multe iterații, prezentate în tabelul 3.2, sînt suficient de precise pentru a permite rezolvarea în continuare a problemei de curent continuu.

*Tabelul 3.2*

| $V_{A\,init}$ [V] | $I_{R8} = \frac{12{,}34 + V_A}{28{,}08}$ [mA] | $I_{R9} = \frac{3{,}6 \cdot I_{R8} + 0{,}7}{10}$ [mA] | $2\,(I_{C4} + I_{C6}) = I_{R8} - 0{,}035$ [mA] | $V_{A\,final} = \frac{V_{CC} - R_6 \cdot 2\,(I_{C4} + I_{C6}) - R_7\,(I_{R9} + I_{E9})}{1 + \frac{R_7}{R_{15}}} = \frac{15 - 10 \cdot 2\,(I_{C4} + I_{C6}) - (I_{R9} + 0{,}105)}{1 + \frac{1}{30}}$ [V] |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0,4395 | 0,2282 | 0,4045 | 10,27 |
| 10,27 | 0,8052 | 0,3598 | 0,7702 | 6,6128 |
| 6,6128 | 0,6749 | 0,313 | 0,6399 | 7,919 |
| 7,919 | 0,7215 | 0,33 | 0,6865 | 7,452 |
| 7,452 | 0,7049 | 0,324 | 0,67 | 7,617 |
| 7,617 | 0,7107 | 0,326 | 0,6757 | 7,56 |

Pe baza rezultatelor obținute este interesant de observat că etajul de ieșire lucrează ușor dezechilibrat, în sensul că

$$I_{C13} = I_{R15} = \frac{V_A}{R_{15}} = \frac{7{,}56}{30} = 0{,}252 \text{ mA}.$$

Aceasta înseamnă că tranzistorul $T_{13}$ este uşor deschis ($V_{EB} > 0$), în timp ce tranzistorul $T_{14}$ este blocat cu $V_{BE} < 0$ şi deci $V_0$ este uşor diferit de zero. Ţinînd seama însă că etajele finale sînt prevăzute cu o puternică reacţie negativă, care oricum reduce mult lărgimea zonei interzise, aceasta nu influenţează negativ performanţele globale ale amplificatorului.

Pornind de la rezultatele din tabelul 3.2 se obţine

$$I_{C10} = I_{R10} = I_{R8} + I_{R9} = 0{,}7107 + 0{,}326 \cong 1{,}037 \text{ mA}.$$

Utilizînd relaţia (3.29) se poate calcula curentul $I_{C11}$:

$$I_{C11} = \frac{V_T}{R_{11}} \ln \frac{I_{R10}}{I_{C11}} = \frac{0{,}026}{2{,}4} \ln \frac{1{,}037}{I_{C11}} = 0{,}036 \text{ mA} = 36\ \mu\text{A},$$

de unde $I_{C7} = I_{C11} = 36\ \mu$A, iar $I_{C1} = I_{C2} = \dfrac{I_{C11}}{2} = 18\ \mu$A.

Conform relaţiei (3.30)

$$I_{C4} R_4 = V_T \ln \frac{I_{C6}}{2 I_{C4}};$$

dar $I_{C4} + I_{C6} = 0{,}3379$ mA, după cum rezultă din tabel, deci pentru calculul curentului $I_{C4}$ trebuie rezolvată ecuaţia transcendentă

$$3 I_{C4} = 0{,}026 \ln \frac{0{,}3379 - I_{C4}}{2 I_{C4}},$$

din care se obţine

$$I_{C4} = I_{C3} = 0{,}019 \text{ mA} = 19\ \mu\text{A}, \quad I_{C6} = I_{C5} = 0{,}319 \text{ mA}.$$

De asemenea,

$$I_{C8} = I_{R9} + I_{E9} + I_{R15} = 0{,}326 + 0{,}105 + 0{,}252 = 0{,}683 \text{mA},$$

$$I_{C12} = \frac{V_{CC}}{R_{14}} = \frac{15}{20} = 0{,}75 \text{ mA}.$$

Se pot calcula curenţii absorbiţi de la cele două surse de alimentare

$$I^+ = 2\,(I_{C4} + I_{C6}) + I_{C7} + I_{C8} + I_{C12} = 0{,}6757 + 0{,}036 + 0{,}683 + 0{,}75 = 2{,}145 \text{ mA},$$

$$I^- = I_{C11} + I_{C10} + I_{R12} + I_{C12} + I_{C13} = 0{,}036 + 1{,}037 + 0{,}07 + 0{,}75 + 0{,}252 = 2{,}145 \text{ mA},$$

de unde

$$P_{dis} = P_{\text{absorbită}} = (I^+ + I^-)\, V_{CC} = 64{,}35 \text{ mW}.$$

**3.25.** Pentru amplificatorul operaţional µA 709 din figura 3.38, să se calculeze amplificarea în tensiune diferenţială, considerînd $\beta_n = 150$, $\beta_p = 2$, $r_x = 0$ şi $r_o = r_\mu = \infty$.

Care este valoarea rezistenţei de intrare diferenţială?

*Soluţie.* Amplificatorul operaţional µA 709 are în principiu trei etaje de amplificare în tensiune, deci $a_v = a_{v1} \cdot a_{v2} \cdot a_{v3}$.

Amplificarea în tensiune a primului etaj se poate calcula particularizînd relaţia (3.28) dedusă pentru amplificatorul µA 702 pentru condiţiile specifice circuitului µA 709. Ţinînd seama de etajul separator realizat cu tranzistorul $T_7$ şi de tranzistoarele în configuraţie Darlington ale celui de-al doilea etaj diferenţial, relaţia (3.28) se poate rescrie sub forma

$$a_{v1} = g_{m1} R_2 = 40\, I_{C1} R_2 = 40 \cdot 0{,}018 \cdot 25 = 18,$$

unde $I_{C1} = 0{,}018$ mA, după cum s-a calculat în problema precedentă.

Conectarea celui de-al doilea etaj diferenţial permite, ca şi în cazul amplificatorului µA 702, obţinerea amplificării în tensiune integrale, în condiţiile unei ieşiri simple. Deci

$$a_{v2} = \frac{\beta_e R_a}{r_{\pi 4} + \beta_4 (R_4 \| r_{\pi 6})},$$

unde s-a putut neglija încărcarea rezistenței din colector $R_6$ cu rezistența de intrare în etajul repetor pe emitor realizat cu $T_8$, iar

$$\beta_e = \beta_4 \cdot \beta_5 \cdot \frac{R_4}{r_{\pi 6} + R_4}.$$

Ținînd seama de valorile curenților de colector ai tranzistoarelor $T_4$ și $T_6$, deduse în problema precedentă, rezultă

$$r_{\pi 4} = \frac{150}{40 \cdot 0{,}019} = 197{,}4\ \text{k}\Omega, \qquad r_{\pi 6} = \frac{150}{40 \cdot 0{,}319} = 11{,}8\ \text{k}\Omega,$$

deci

$$a_{v2} = \frac{150^2 \cdot 3}{3 + 11{,}8} \cdot \frac{10}{197{,}4 + 150\,(3 \| 11{,}8)} = 82.$$

Amplificarea ultimului etaj, prevăzut cu o reacție negativă puternică de tip paralel-paralel prin rezistența $R_{15}$, este

$$a_{v3} = \frac{R_{15}}{R_7} = 30,$$

deci amplificarea totală este $a_v = 18 \cdot 82 \cdot 30 = 44\,280$.

**3.26.** Se consideră schema unui comparator integrat (fig. 3.40).

a. Să se determine curenții prin toate tranzistoarele schemei admițînd intrările conectate la masă și considerînd $V_{BE\,\text{on}} = 0{,}7$ V.

b. Cît este tensiunea de ieșire în repaus?

c. Să se identifice intrarea inversoare și neinversoare.

d. Să se calculeze amplificarea în tensiune diferențială admițînd $\beta = 40$.

e. Să se determine excursia maximă pozitivă și negativă a tensiunii de ieșire; se consideră $V_{CE\,\text{sat}} = 0{,}2$ V.

f. Să se determine domeniul tensiunilor de intrare corespunzător funcționării liniare a circuitului și apoi să se traseze caracteristica de transfer $v_o = f(v_i)$, considerînd că tensiunea de intrare de decalaj este zero.

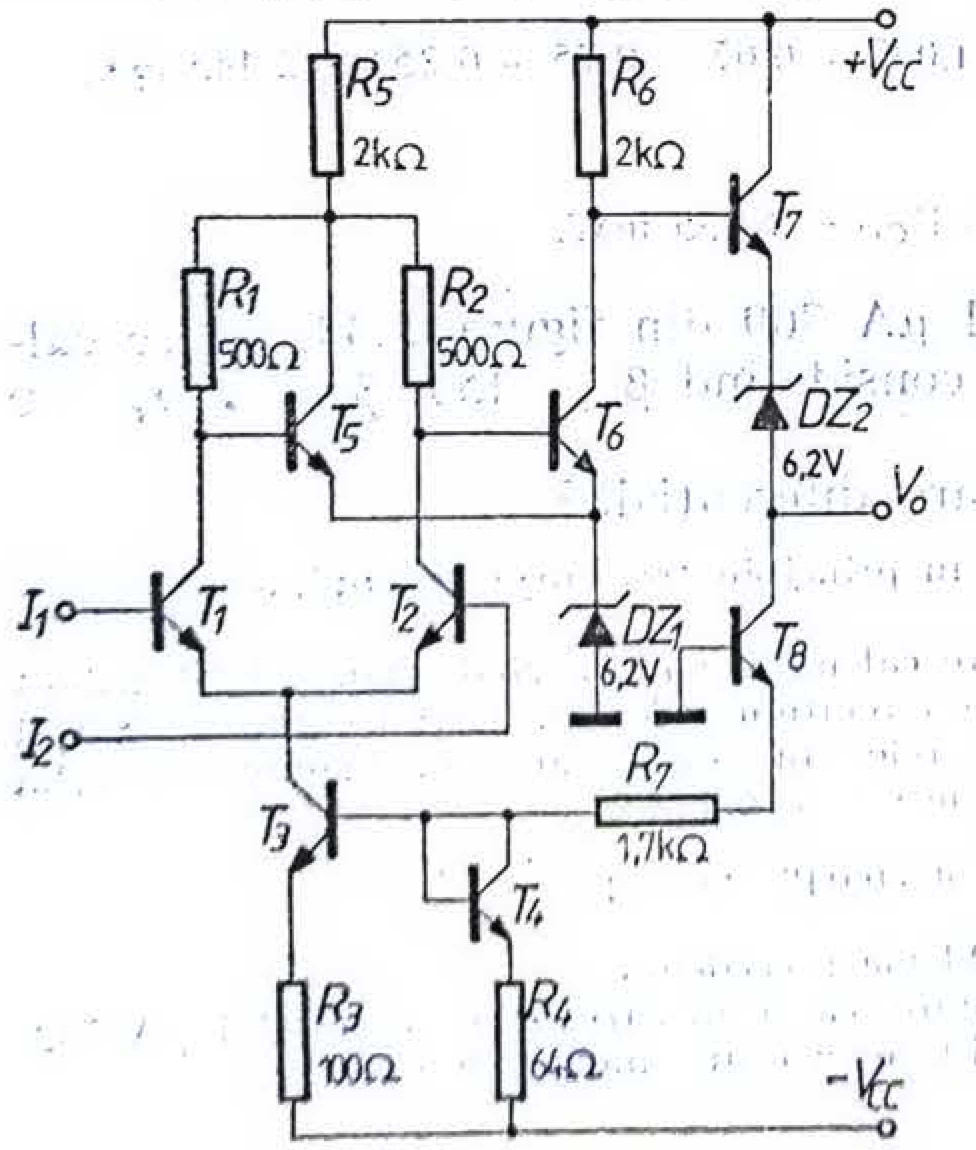



Fig. 3.40.

*Soluție:*

$$I_{R7} = \frac{V_{CC} - 2V_D}{R_7 + R_4} = \frac{6 - 1{,}4}{1{,}768} \approx 2{,}6\ \text{mA},$$

$$I_{R7} = I_{C8} = I_{C7} = 2{,}6\ \text{mA},$$

$$I_{C3} = I_{C7}\frac{R_4}{R_3} = \frac{2{,}6 \cdot 68}{100} = 1{,}769\ \text{mA},$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = \frac{1{,}769}{2} = 0{,}885\ \text{mA},$$

$$V_{B5} = V_{B6} = 6{,}2\ \text{V} + 0{,}7\ \text{V} = 6{,}9\ \text{V}.$$

Însă $V_{CC} - V_{B5} = I_{C1}R_1 + (2I_{C1} + I_{C5})\,R_5$,

deci

$$I_{C5} = \frac{V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{B5}}{R_5} - 2I_{C1} =$$

$$= \frac{12 - 6{,}9 - 0{,}88 \cdot 0{,}5}{2} - 1{,}76 = 0{,}57\ \text{mA},$$

$$I_{C6} = I_{C5} = 0{,}57\ \text{mA}.$$

Tensiunea de ieşire în repaus este

$$V_0 = 12 - I_{C6}R_6 - V_{BE} - V_Z = 12 - 2 \cdot 0{,}57 - 0{,}7 - 6{,}2 = 4\ \text{V}.$$

Intrarea $I_2$ este neinversoare, iar $I_1$ este inversoare.

Modul de conectare al primelor două etaje diferenţiale, identic cu cel utilizat în amplificatorul operaţional µA 702 (problema 3.22), permite obţinerea amplificării în tensiune integrale, deşi ieşirea este simplă:

$$a_v = \frac{V_0}{V_i} \cong g_{m1} (R_2 \| r_{\pi 6})\, g_{m6} R_6;$$

dar

$$g_{m1} = 40 \cdot 0{,}88 = 35{,}2\ \text{mA/V}, \qquad r_{\pi 1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{40}{35{,}2} = 1{,}127\ \text{k}\Omega,$$

$$g_{m6} = 40 \cdot 0{,}57 = 22{,}8\ \text{mA/V}, \qquad r_{\pi 6} = \frac{\beta}{g_{m6}} = \frac{40}{22{,}8} = 1{,}75\ \text{k}\Omega,$$

$$R_2 \| r_{\pi 6} = 1{,}75 \| 0{,}5 = \frac{1{,}75 \cdot 0{,}5}{2{,}25} = 0{,}39\ \text{k}\Omega,$$

de unde

$$a_v = 35{,}2 \cdot 0{,}39 \cdot 22{,}82 \cdot 2 = 35{,}2 \cdot 0{,}39 \cdot 45{,}6 = 625.$$

Excursia maximă a tensiunii de intrare este determinată de blocarea, sau saturarea tranzistorului $T_6$.

Dacă $T_6$ e blocat, $V_{C6M} = 12$ V şi $V_{OM} = V_{CC} - V_{BE7} - V_{Z2} = 5{,}1$ V, deci $\Delta V_o^+ = 5{,}1 - 4 = 1{,}1$ V.

Dacă $T_6$ este saturat, $V_{C6m} = V_{Z1} + V_{CE\,sat6} = 6{,}2 + 0{,}2 = 6{,}4$ V şi $V_{Om} = V_{C6m} - V_{BE7} - V_{Z2} = 6{,}4 - 0{,}7 - 6{,}2 = -0{,}5$ V, deci $\Delta V_o^- = 4 - (-0{,}5) = 4{,}5$ V.

Prin urmare

$$V_{iM} = \frac{\Delta V_o^+}{a_v} = \frac{1{,}1}{625} = 1{,}76 \cdot 10^{-3}\ \text{V} = 1{,}76\ \text{mV},$$

$$V_{im} = \frac{-\Delta V_o^-}{a_v} = \frac{-4{,}5}{625} = -7{,}2 \cdot 10^{-3}\ \text{V} = -7{,}2\ \text{mV}.$$

Caracteristica de transfer $v_o = f(v_i)$ este reprezentată în figura 3.41, pe baza rezultatelor obţinute.

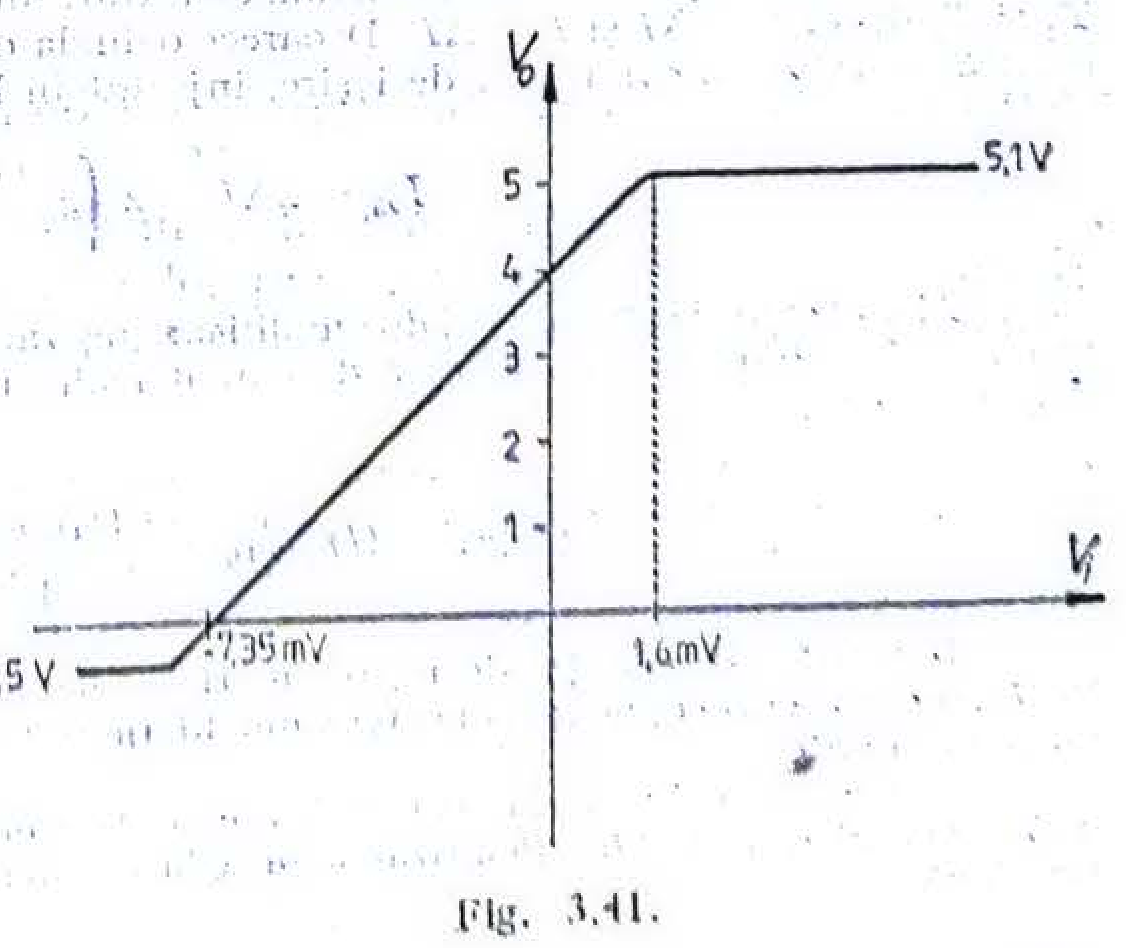



Fig. 3.41.

**3.27.** Se consideră amplificatorul operaţional din figura 3.42, în care $T_{10}$ este un tranzistor multicolector, suprafeţele active ale celor trei colectoare fiind în raportul $A_1 : A_2 : A_3 = 4 : 1 : 1$.

a. Să se explice funcţionarea schemei pe etaje şi să se precizeze rolul fiecărui element.

b. Să se explice de ce tranzistorul multicolector $T_{10}$ are $A_2 = A_3$.

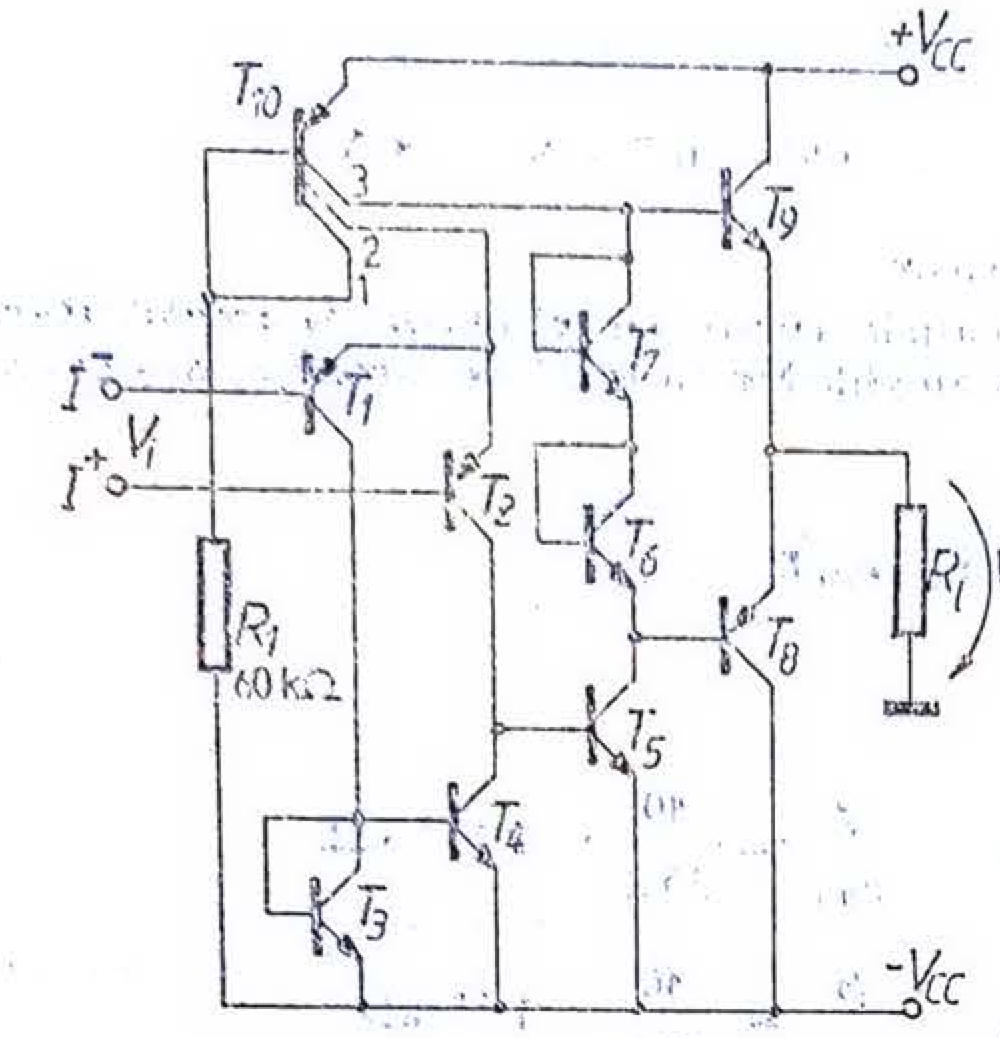



Fig. 3.42.

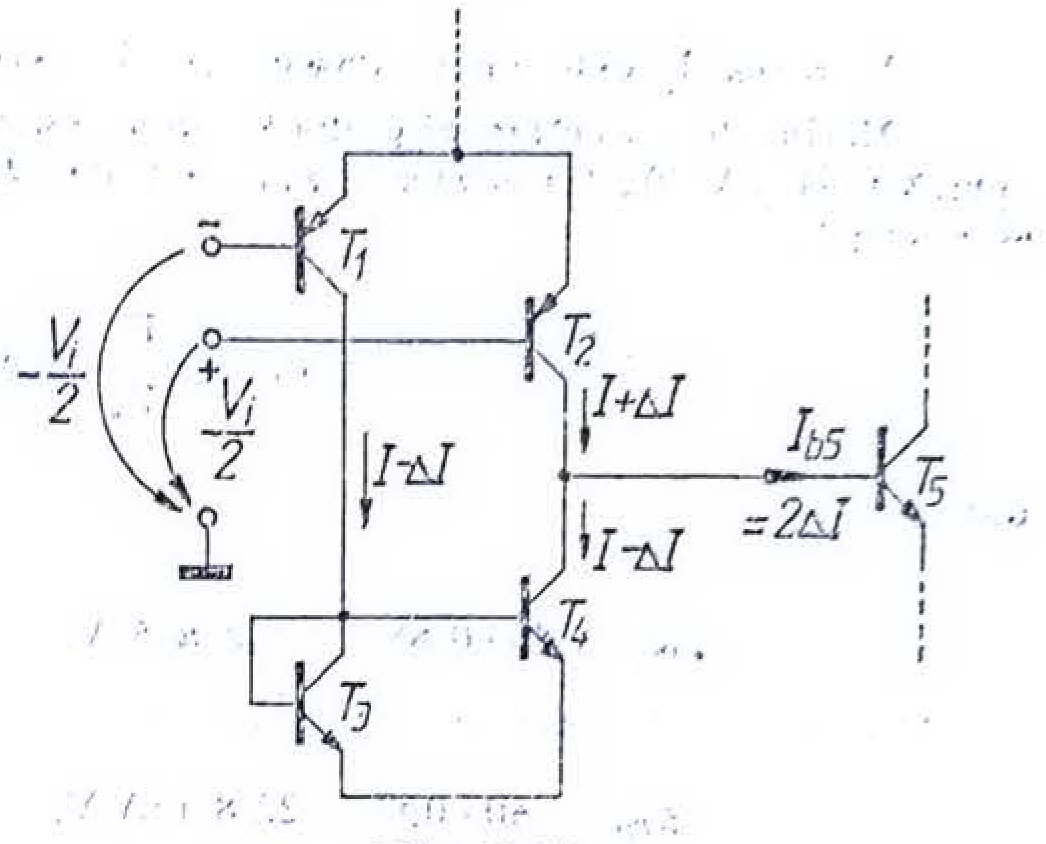



Fig. 3.43.

c. Admițînd comanda la intrare în tensiune, care este parametrul de transfer caracteristic fiecărui etaj? Dar al amplificatorului global? Să se deducă expresiile analitice în funcție de mărimile caracteristice ale tranzistoarelor, presupuse cunoscute. Se vor face aproximațiile corespunzătoare.

d. Să se calculeze mărimile de la punctul c admițînd $V_{CC} = 12$ V, $\beta = 200$ pentru toate tranzistoarele și $R_l = 1$ kΩ.

e. Care sînt limitele de variație ale tensiunii de intrare de mod comun pentru care amplificatorul funcționează normal?

*Soluție.* Primul etaj este un etaj de tip diferențial, realizat cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$. Etajul este prevăzut în emitoare cu o sursă de curent obținută din colectorul numărul 2 al tranzistorului multicolector $T_{10}$; valoarea curentului este determinată de tensiunile de alimentare, de rezistența $R_1$ și de raportul $A_1 : A_2$:

$$(I_E)_{T1} + (I_E)_{T2} = (I_{C2})_{T10} = \frac{(I_{C1})_{T10}}{4} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2V_{CC}}{R_1}.$$

Etajul diferențial are drept sarcină oglinda simplă de curent $T_3 - T_4$. După cum s-a arătat în capitolul 1, utilizarea oglinzii de curent permite obținerea unui curent de ieșire egal cu dublul curentului dinamic de colector al unui singur tranzistor amplificator. Într-adevăr, din figura 3.43 se observă că prin aplicarea unei tensiuni de intrare diferențiale curenții de colector ai tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ devin $I - \Delta I$ și $I + \Delta I$. Deoarece oglinda de curent $T_3$, $T_4$ obligă $(i_C)_4 = (i_C)_3 = I - \Delta I$, rezultă că valoarea curentului de ieșire, injectat în baza lui $T_5$ este

$$I_{b5} = 2\Delta I = 2\left(g_{m1}\frac{V_i}{2}\right) = g_{m1}V_i.$$

Al doilea etaj este un etaj de amplificare prevăzut cu tranzistorul $T_5$ în conexiunea cu emitorul comun avînd drept sarcină o sursă de curent realizată cu colectorul 3 al tranzistorului multicolector $T_{10}$. În repaus

$$(I_C)_{T5} = (I_{C3})_{T10} = \frac{(I_{C1})_{T10}}{4} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2V_{CC}}{R_1}.$$

Datorită impedanței de ieșire mari a sursei de curent, variația curentului de colector a lui $T_5$, rezultată prin aplicarea unei tensiuni diferențiale la intrare, va fi în întregime injectată în intrarea etajului următor.

Al treilea etaj este un etaj de ieșire contratimp, realizat cu tranzistoarele complementare $T_9$ și $T_8$, lucrînd în clasă $AB$. Polarizarea lor se face prin intermediul tranzistoarelor $T_6$ și $T_7$ în conexiune de diodă.

Ariile colectoarelor 2 şi 3 ale tranzistorului multicolector $T_{10}$ trebuie să fie egale, din necesitatea de a realiza echilibrarea etajului diferenţial de intrare.

Într-adevăr, admiţînd că tranzistoarele $T_3$ şi $T_4$ sînt identice, din figura 3.44 rezultă $(I_C)_{T1} = I_B(\beta + 2)$. Însă $(I_C)_{T4} = \beta I_B$. Prin urmare, pentru ca să se realizeze egalizarea curenţilor de colector ai tranzistoarelor $T_1$ şi $T_2$, trebuie să se injecteze curentul $2I_B$ în baza lui $T_5$. În aceste condiţii $(I_C)_{T1} = (I_C)_{T2} = (\beta + 2) I_B$, deci $(I_{C_2})_{T10} = 2(\beta + 2) I_B$.

Deoarece $(I_C)_{T5} = 2\beta I_B$, rezultă $(I_{C_3})_{T10} = 2\beta I_B$.

Se impune deci ca $(I_{C3})_{T10} \cong (I_{C_2})_{T10}$, ceea ce implică $A_2 = A_3$.

Potrivit comentariului făcut anterior rezultă că mărimea de ieşire din primul etaj este un curent şi atunci, dacă excitarea sa se face în tensiune, parametrul de transfer caracteristic este panta, deci

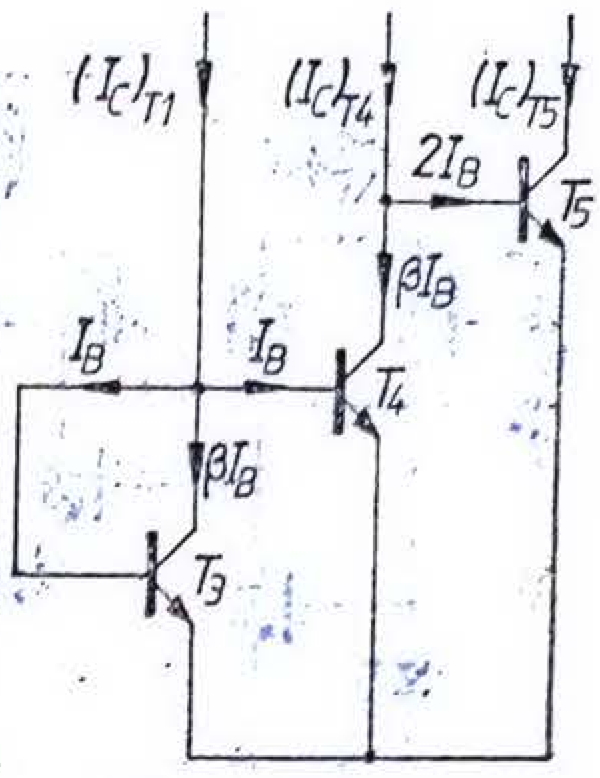



Fig. 3.44.

$$\frac{I_{b5}}{V_i} = \frac{2\,\Delta I}{V_i} = g_{m1}.$$

Parametrul de transfer al celui de-al doilea etaj este amplificarea în curent

$$\frac{I_{c5}}{I_{b5}} = \beta_5.$$

Ultimul etaj este comandat în curent, dînd la ieşire tot un curent care se închide prin rezistenţa de sarcină $R_l$, conectată între ieşire şi masă, deci

$$\frac{V_o}{I_{c5}} = \frac{V_o}{I_{b8,9}} = \frac{I_{c8,9} \cdot R_l}{I_{b8,9}} = \beta_{8,9} \cdot R_l.$$

Rezultă $\dfrac{V_o}{V_i} = g_{m1}\beta_5\beta_{8,9}R_l$.

Deoarece

$$g_{m1} = 40\,I_{C1} = 40\,\frac{(I_{C_2})_{T10}}{2} = 20\,\frac{(I_{C_1})_{T10}}{4} = 5 \cdot \frac{24}{60} = 2 \text{ mA/V},$$

se obţine

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = 2 \cdot 200 \cdot 200 \cdot 1 = 80\,000.$$

**3.28.** În figura 3.45 se indică modelul simplificat al unor amplificatoare operaţionale uzuale, de exemplu µA 741, µA 776.

Să se determine amplificarea în tensiune la joasă frecvenţă, $a_{vo} = V_o/V_i$, în funcţie de parametrii $\beta$ şi $r_o$ ai tranzistoarelor presupuse identice. Pentru simplificarea calculelor se consideră: sursele de curent $I_1$ şi $I_2$ ideale, avînd deci impedanţe de ieşire infinite; $r_\mu = \infty$; $\beta_7 R_l \ll r_{o6}$.

*Soluţie.* În figura 3.46 s-a desenat schema de curent alternativ corespunzătoare modelului din figura 3.45, pentru o excitare diferenţială. Rezistenţele $r_{o3}$ şi $r_{o4}$ reprezintă rezistenţele de ieşire ale tranzistoarelor. Etajul de ieşire, avînd o amplificare în tensiune unitară, nu a mai fost desenat explicit, ci a fost înlocuit prin rezistenţa sa de intrare $\beta_7 R_l$. Se observă că deoarece se consideră $\beta_7 R_l \ll r_{o6}$, rezistenţa $r_{o6}$ poate fi neglijată în calcule.

Se obţine $V_o = g_{m1} V_i \dfrac{R_{o1}}{R_{o1} + R_i} \cdot \beta_5\beta_6\beta_7 R_l$, unde $R_{o1} = r_{o3} \| r_{o4}$, $R_i = r_{\pi5} + \beta_5 r_{\pi6}$, de unde

$$a_{vo} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_{m1}\beta_5\beta_6\beta_7 R_l}{1 + \dfrac{r_{\pi5} + \beta_5 r_{\pi6}}{r_{o3} \| r_{o4}}}. \tag{3.31}$$

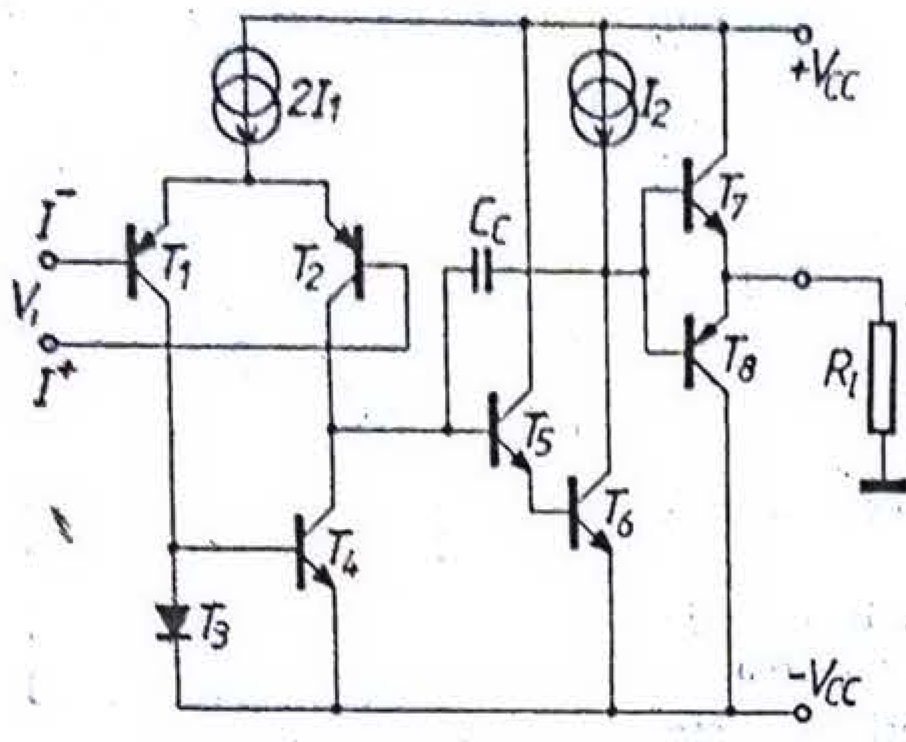



Fig. 3.45.

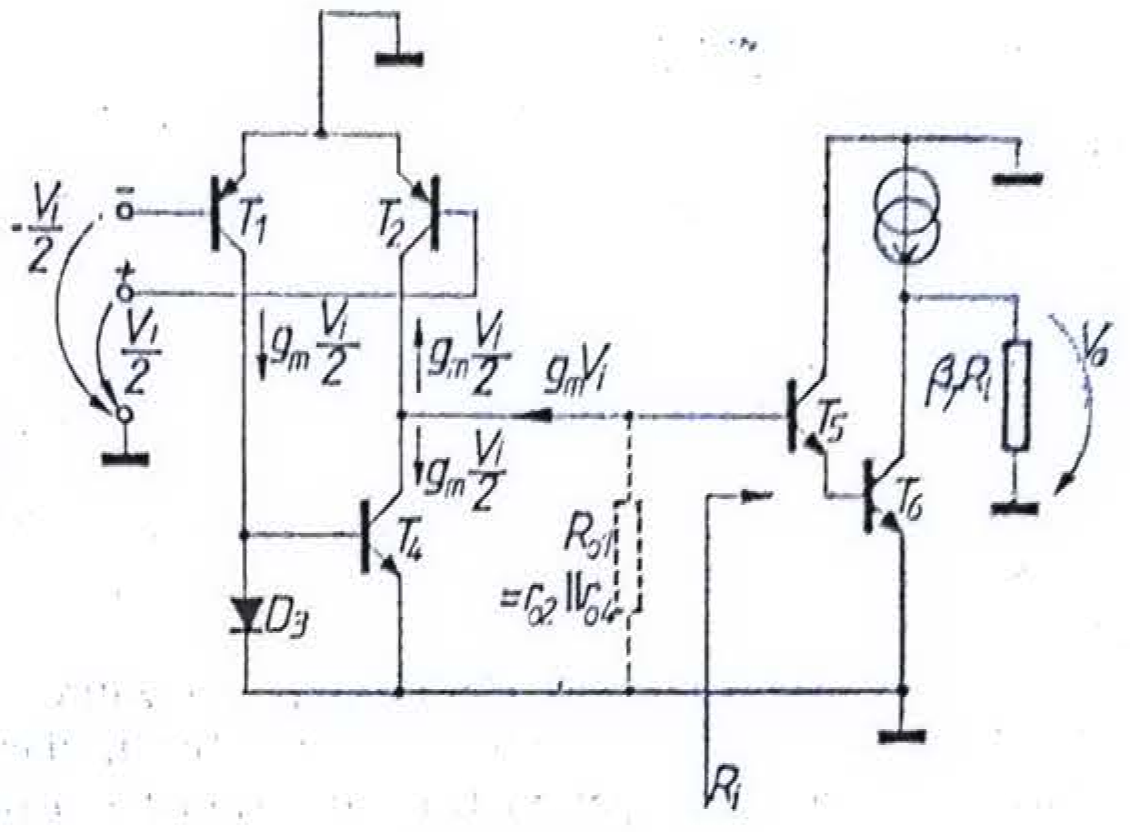



Fig. 3.46.

**3.29.** Pentru modelul simplificat de amplificator operațional din figura 3.45 să se determine frecvența limită superioară și frecvența de tăiere (frecvența corespunzătoare amplificării unitare). Se va considera că amplificatorul are un singur pol dominant, determinat de condensatorul de compensare $C_c$. Se vor considera tranzistoarele identice, caracterizate prin $\beta_o$ și $r_o$.

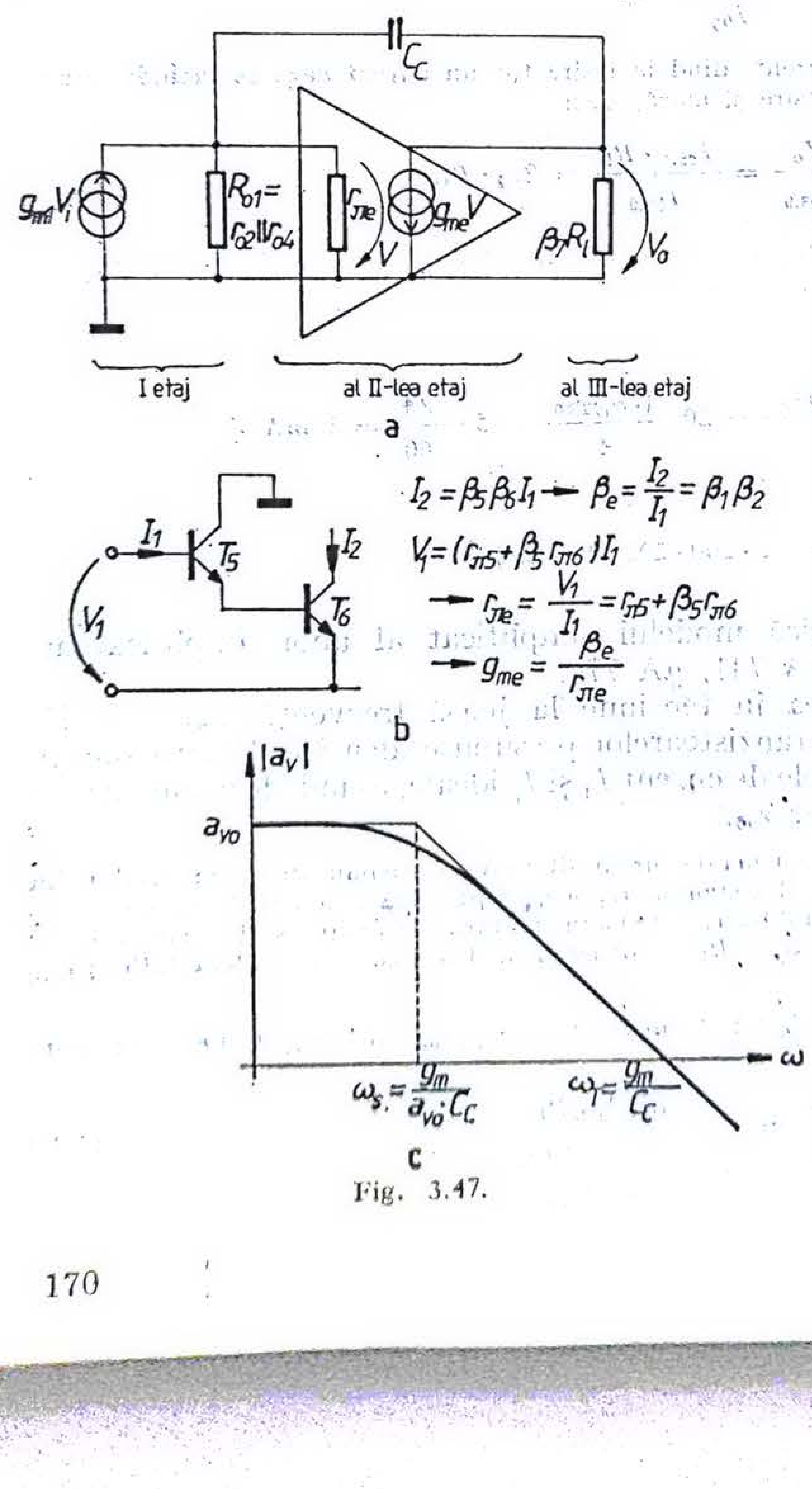



Fig. 3.47.

*Soluție.* Se folosește modelul de semnal mic din figura 3.47 a, în care:

a) etajul de intrare s-a înlocuit printr-o sursă de curent $g_{m1}V_i$, de rezistență internă $R_{o1} = r_{o2} \| r_{o4}$, independentă de frecvență;

b) etajul de amplificare intermediar, realizat prin $T_5$ și $T_6$, s-a modelat printr-un bloc de amplificare, având parametrii efectivi $g_{me}$ și $r_{\pi e}$ cu semnificația precizată în figura 3.47 b; etajul este de asemenea independent de frecvență și prevăzut cu o reacție capacitivă prin $C_C$;

c) etajul de ieșire, având amplificare în tensiune unitară, s-a înlocuit cu rezistența sa de intrare $\beta_7 R_l$.

Având un singur capacitor, schema are un singur pol, deci, după cum s-a precizat în capitolul 1, frecvența sa superioară este

$$\omega_s = |p_s| = \frac{1}{\tau C_C} = \frac{1}{RC_C}, \tag{3.32}$$

unde $\tau_{C_c}$ este constanta de timp asociată capacitorului $C_C$. Calculul acestei constante de timp implică determinarea rezistenței $R$ asociate condensatorului $C_C$. Observînd că acest condensator are o poziție identică cu $C_\mu$ dintr-un simplu etaj de amplificare realizat cu un tranzistor bipolar în cone-

xiunea cu emitorul comun, se poate aplica direct relația (1.149) dedusă în capitolul 1, rezultînd

$$R = R_{o1} \| r_{\pi e} + \beta_7 R_l + g_{me}(R_{o1} \| r_{\pi e})\, \beta_7 R_l,$$

ceea ce, ținînd seama de semnificațiile mărimilor $g_{me}$ și $r_{\pi e}$, precizate în figura 3.47 b, conduce la

$$R = R_{o1} \| r_{\pi e} + \beta_7 R_l + \beta_5 \beta_6 \beta_7 R_l \frac{R_{o1} \| r_{\pi e}}{r_{\pi e}}.$$

Primii doi termeni fiind neglijabili, rezultă

$$R \cong \beta_5 \beta_6 \beta_7 R_l \frac{R_{o1} \| r_{\pi e}}{r_{\pi e}},$$

deci, ținînd seama de relația (3.32), se obține

$$\omega_s = \frac{1}{\tau_{C_c}} = \frac{1}{C_C \dfrac{\beta_5 \beta_6 \beta_7 R_l}{1 + \dfrac{r_{\pi 5} + \beta_5 r_{\pi 6}}{r_{o2} \| r_{o4}}}}.$$

Utilizînd relația (3.31) se obține

$$\omega_s = \frac{g_{m1}}{a_{vo} C_C}, \tag{3.33}$$

unde $a_{vo}$ reprezintă amplificarea în tensiune în buclă deschisă la joasă frecvență.

Avînd un singur pol, amplificarea în tensiune poate fi exprimată astfel:

$$a_v(j\omega) = \frac{a_{vo}}{1 + \dfrac{j\omega}{\omega_s}}.$$

Pentru a determina frecvența de tăiere, se pune condiția $|a_v| = 1$; rezultă

$$a_{vo}^2 = 1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega_s}\right)^2,$$

ceea ce, ținînd seama de relația (3.33), conduce la

$$\omega_T = \frac{g_{m1}}{C_C}. \tag{3.34}$$

Caracteristica de frecvență a configurației studiate are aspectul din figura 3.47, c.

**3.30.** La intrarea schemei din figura 3.45 se aplică o treaptă de tensiune de valoare mare și negativă pe intrarea inversoare, suficientă pentru a determina blocarea tranzistorului $T_2$. Să se determine viteza de variație a tensiunii de ieșire (slew-rate-ul) în funcție de elementele schemei. Se vor neglija capacitoarele interne ale tranzistoarelor.

*Soluție.* Prin aplicarea treptei de tensiuni negative pe borna inversoare, etajul de intrare este adus să funcționeze într-un domeniu de funcționare neliniar în care $i_{C_2} = 0$, iar $i_{C_1} = 2I_1$.

Ca urmare, după cum se vede în figura 3.48, curentul de ieșire, maxim disponibil, al etajului de intrare este $2I_1$. Acest curent este folosit pentru încărcarea capacitorului $C_C$, deci

$$v_o = \frac{1}{C_C} \int_0^t 2I_1 \, dt,$$

rezultînd

$$SR = \frac{dv_o}{dt} = \frac{2I_1}{C_C}. \tag{3.35}$$

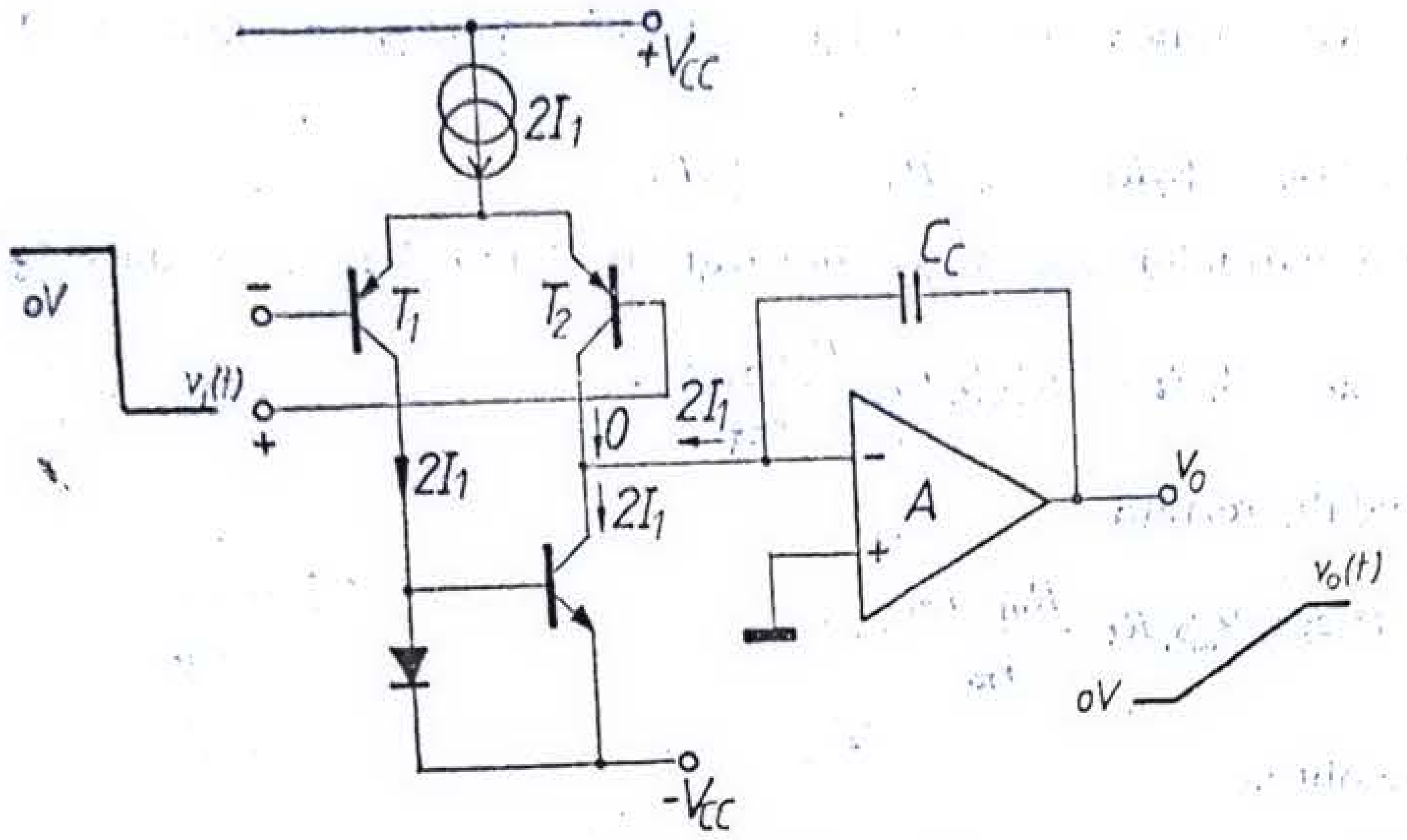



Fig. 3.48.

**3.30.** Etajele de intrare ale unui amplificator operațional sînt desenate schematic în figura 3.49. Se consideră $r_o = r_\mu = \infty$ pentru toate tranzistoarele.

a. Admițînd că răspunsul în frecvență este determinat numai de capacitorul $C_C$ să se calculeze frecvența la care modulul amplificării $V_o/V_i$, corespunzătoare funcționării la semnal mic, este unitar, precum și viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire SR.

b. Să se schițeze $v_o(t)$ între 0 și 20 μs pentru o tensiune treaptă aplicată la intrare cuprinsă între −5 V și +5 V. Se va presupune că amplificatorul este conectat într-o configurație repetoare.

*Soluție.* După cum s-a arătat anterior (problema 3.28), primul etaj poate fi înlocuit printr-o sursă de curent $g_m V_i$ controlată în tensiune; al doilea etaj poate fi reprezentat sub forma unui amplificator ideal cu reacție prin capacitatea $C_C$, așa cum se vede în figura 3.50.

Pentru funcționarea la semnal mic se poate scrie

$$V_o = g_m V_i \frac{1}{sC_C}, \quad A = \frac{V_o}{V_i} = \frac{g_m}{sC_C},$$

deci, pentru $s = j\omega$,

$$A(j\omega) = \frac{g_m}{j\omega C_C}, \quad \text{sau} \quad |A(\omega)| = \frac{g_m}{\omega C_C}.$$

Impunînd $|A| = 1$ rezultă frecvența $\omega_u$ corespunzătoare:

$$\omega_u = \frac{g_m}{C_C}, \tag{3.36}$$

unde $g_m = 40\, I_{C1} = 40 \cdot 10^{-6}$ A/V $= 4 \cdot 10^{-4}$ A/V. Se obține

$$\omega_u = \frac{4 \cdot 10^{-4}}{10 \cdot 10^{-12}} = 4 \cdot 10^7 \text{ rad/s, respectiv } f_u = 6{,}36 \text{ MHz}.$$

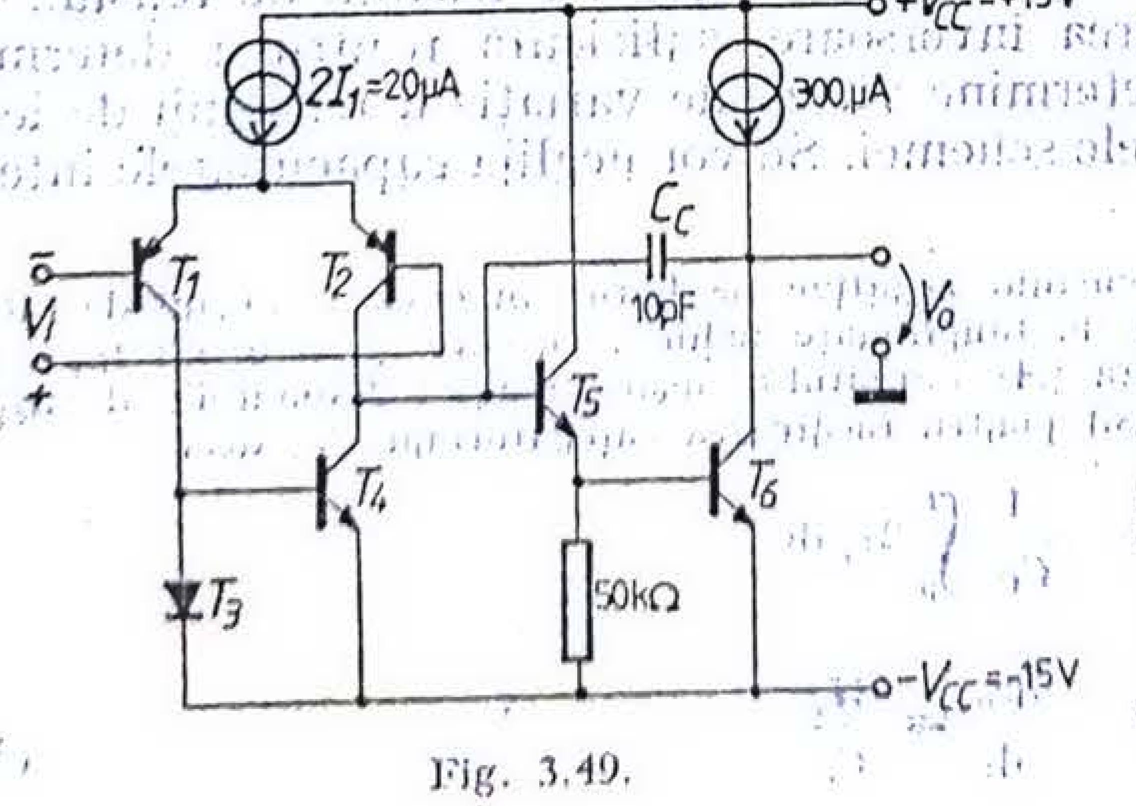



Fig. 3.49.

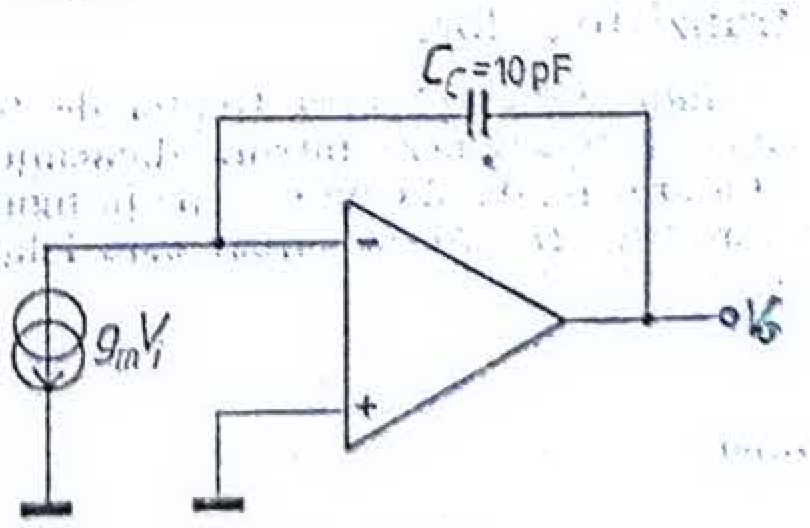



Fig. 3.50.

La semnal mare, așa cum s-a arătat în problema 3.30, $g_m V_i = 2I_1$; se realizează deci încărcarea condensatorului $C_C$ la curent constant, rezultînd

$$V_o = \frac{1}{C_C}\int_0^t (2\,I_1)\,dt.$$

Prin urmare panta de creștere a tensiunii de ieșire este constantă, avînd valoarea:

$$SR = \frac{dv_o}{dt} = \frac{2I_1}{C_C} = 2\ V/\mu s. \qquad (3.37)$$

În figura 3.51 s-a reprezentat forma de undă a tensiunii de ieșire în situația în care amplificatorul este conectat în configurații repetoare.

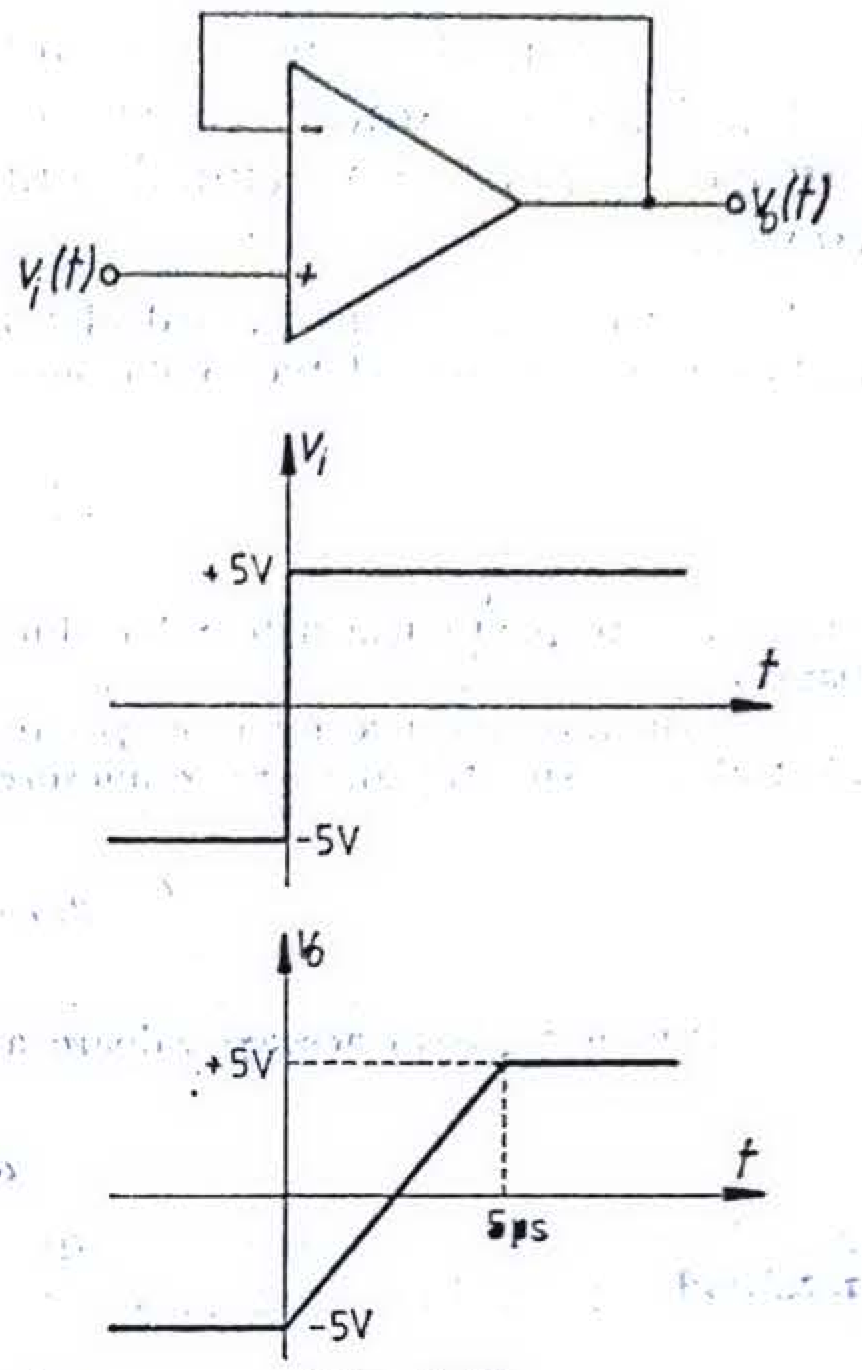


Fig. 3.51.

**3.32.** Să se repete problema precedentă, dacă, în locul condensatorului de compensare de 10 pF al schemei din figura 3.49, se introduce un condensator de 5 nF între baza lui $T_5$ și masă. Se admite că amplificarea între baza lui $T_5$ și colectorul lui $T_6$ este 500.

*Soluție.* Circuitul poate fi reprezentat ca în figura 3.52. La semnal mic $V_o = 500\ V'$, iar $V' = \frac{g_m V_i}{sC}$, deci

$$V_o = 500\,\frac{g_m V_i}{sC} \text{ și, ca urmare, } a_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{500\ g_m}{sC}.$$

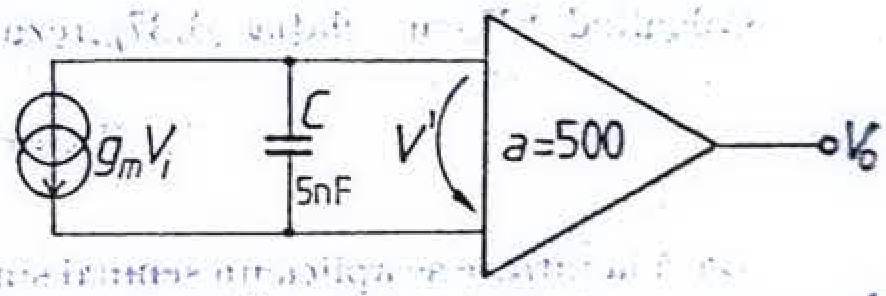


Fig. 3.52.

Înlocuind $s$ prin $j\omega$ rezultă

$$a_v = \frac{500\ g_m}{j\omega C}, \qquad |a_v| = \frac{500\ g_m}{\omega C}.$$

Impunînd $|a_v| = 1$ rezultă frecvența unitară $\omega_u = \frac{500\ g_m}{C}$, unde $g_m = 4\cdot 10^{-4}$ A/V, de unde $\omega_u = 4\cdot 10^7$ rad/s și $f_u = 6{,}36$ MHz.

La semnal mare $g_m V_i = 2I_1$; rezultă

$$V_o = 500\ V' = 500\cdot\frac{1}{C}\int_0^t g_m V_i\ dt.$$

Se obține

$$SR = \frac{dv_o}{dt} = 500\cdot\frac{2I_1}{C} = 2\ V/\mu s.$$

SR avînd aceeași valoare ca în problema precedentă, formele de undă vor avea aspectul din figura 3.51.

**3.33.** Pentru a se mări viteza de variație a tensiunii de ieșire, în schema din figura 3.49, se introduc două rezistențe de 10 kΩ în emitoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$.

a. Dacă frecvența corespunzătoare amplificării unitare, $f_u$, trebuie să rămînă aceeași ca în problema 3.31, să se calculeze noua valoare necesară pentru condensatorul $C_C$, precum și viteza de variație a tensiunii de ieșire în acest caz.

b. Circuitul obținut este folosit într-o configurație cu reacție, avînd un cîștig în buclă închisă unitar. Să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire, dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 10 V ș frecvența de 200 kHz.

*Soluție.* După cum s-a calculat în problema 3.31, frecvența corespunzătoare amplificării unitare este dată de relația (3.36), adică

$$\omega_u = \frac{g_m}{C_C},$$

unde $g_m$ este panta tranzistoarelor din diferențialul de intrare, corespunzătoare curentului de repaus $I_1$.

Prin introducerea unor rezistoare $R_e = 10\ \text{k}\Omega$ în emitoarele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$, panta efectivă a acestor tranzistoare se micșorează la valoarea:

$$g_{me} = \frac{g_m}{1 + g_m R_e} = \frac{g_m}{5},$$

Pentru a păstra aceeași valoare a lui $\omega_u$, se impune deci

$$\omega_u = \frac{g_m}{C_C} = \frac{g_{me}}{C'_C},$$

rezultînd

$$C'_C = \frac{C_C}{5} = \frac{10}{5} = 2\ \text{pF}.$$

Calculînd SR cu relația (3.37) rezultă

$$\text{SR} = \frac{2I_1}{C'_C} = 10\ \text{V}/\mu\text{s}.$$

Dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal, tensiunea de ieșire ar trebui să fie tot sinusoidală, deci $v_o = V_o \sin \omega t$, avînd o viteză de variație în timp

$$\frac{dv_o}{dt} = \omega V_o \cos \omega t.$$

Maximul vitezei de variație a tensiunii de ieșire, corespunzătoare unei excitații sinusoidale, se obține pentru cos $\omega t = 1$, avînd valoarea

$$\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_M = \omega V_o. \tag{3.38}$$

Dacă valoarea $\left.\frac{dv_o}{dt}\right|_M$ este mai mică decît valoarea lui SR, forma de undă a tensiunii de ieșire reproduce forma de undă a tensiunii de intrare, deci este sinusoidală. În caz contrar, tensiunea de ieșire nu poate urmări tensiunea de intrare.

Deci frecvența maximă care poate fi reprodusă nedistorsionat la ieșire se obține din egalitatea

$$\omega_M \cdot V_o = SR; \tag{3.39}$$

rezultă

$$f_M = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{V_o} \cdot \text{SR} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{10} \cdot 10 \cdot 10^6 = \frac{10^6}{2\pi}\ \text{Hz} = 160\ \text{kHz}. \tag{3.40}$$

Deoarece frecvența semnalului este mai mare decît $f_M$, forma de undă de la ieșire este distorsionată, așa cum se arată în figura 3.53; distorsiunile de acest tip, specifice limitării datorate slew rate-ului, se numesc distorsiuni de triunghiularizare.

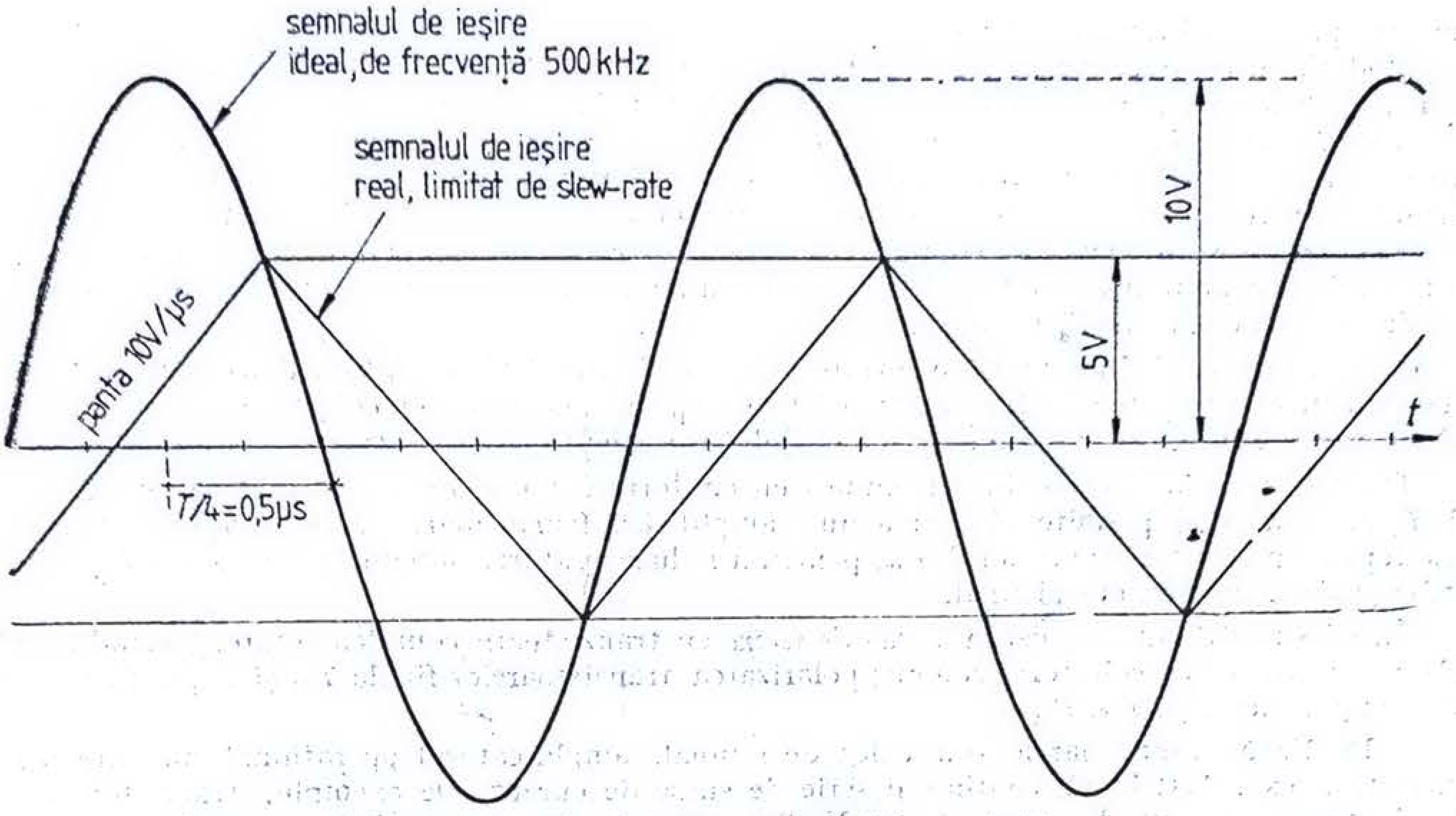



Fig. 3.53.

**3.34.** În figura 3.54 s-a desenat schema amplificatorului operaţional µA 741. Să se analizeze funcţionarea sa pe etaje şi să se precizeze rolul diferitelor elemente ale schemei.

*Soluţie*. Schema conţine trei etaje fundamentale: un etaj de intrare, un etaj de amplificare intermediar şi un etaj final.

*Etajul de intrare* este un etaj diferenţial de tip parafază. Intrarea se face pe tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$, în conexiunea cu colectorul comun, care comandă în continuare tranzistoarele $T_3$ şi $T_4$ în conexiune cu baza comună, avînd o sarcină activă formată din $T_5$ şi $T_6$. Configuraţia etajului

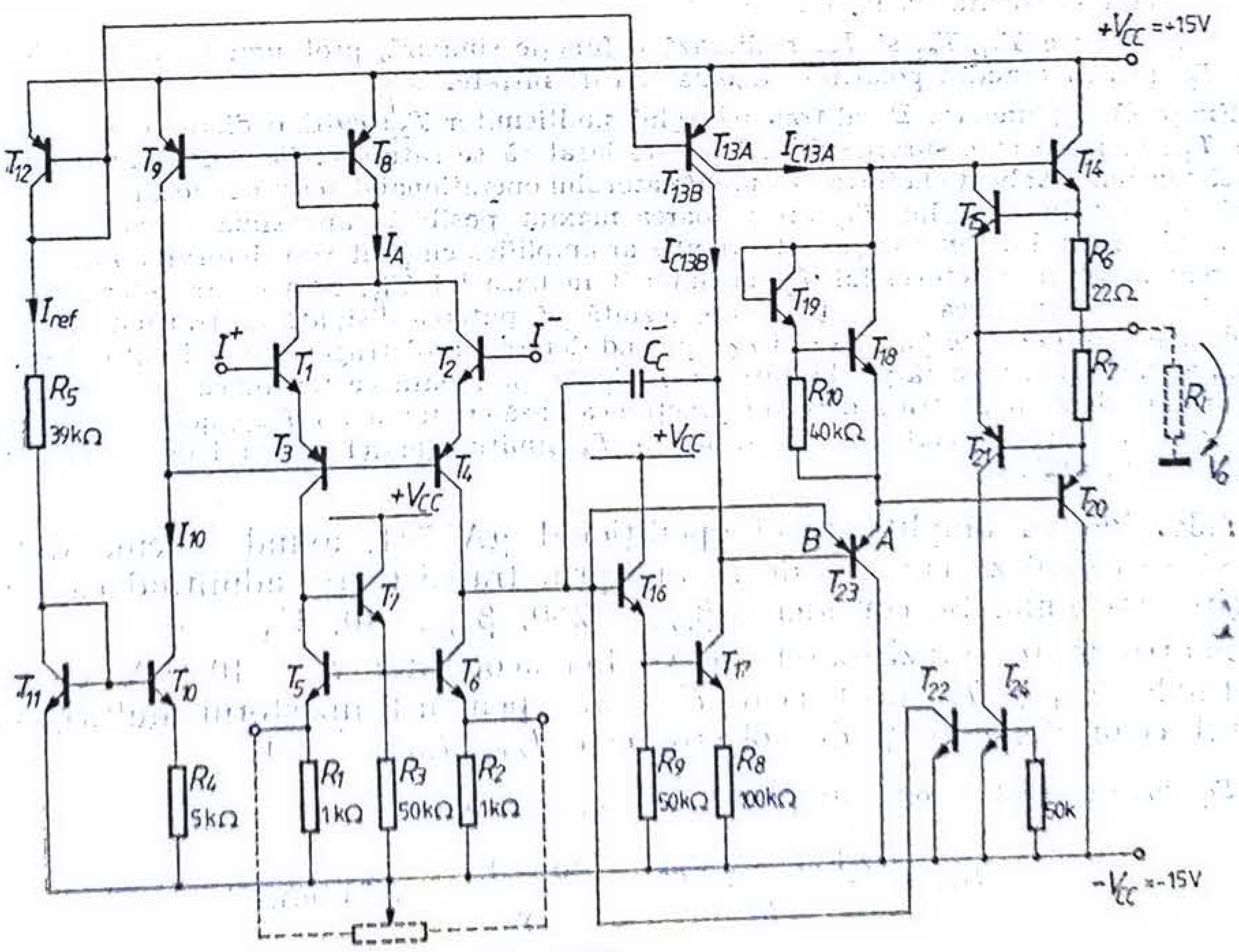



Fig. 3.54.

de intrare permite obținerea unei impedanțe de intrare diferențiale mari și curenți de polarizare mici; totodată, utilizarea tranzistoarelor *pnp*, cuplate direct la tranzistoarele *npn*, permite deplasarea necesară a nivelului de curent continuu. Într-adevăr, se observă că tensiunea pe colectorul tranzistoarelor *pnp*, în repaus, este $-V_{CC} + V_{R_1} + (V_{BE})_{T_1} + (V_{BE})_{T_3}$, deci apropiată de valoarea sursei de alimentare negative. De asemenea, pentru a nu înrăutăți comportarea în frecvență a etajului de intrare, tranzistoarele *pnp*, care, după cum se știe, au un răspuns prost în frecvență, se utilizează în conexiunea cu baza comună. În plus, utilizarea sarcinii active, formată din $T_5$ și $T_6$, permite obținerea amplificării integrale a etajului diferențial de intrare, în condițiile ieșirii simple, numai între colectorul lui $T_4$ și masă.

Cuplarea etajului diferențial de intrare la *etajul de amplificare intermediară*, realizat cu $T_{17}$, se face prin etajul separator, realizat cu tranzistorul $T_{16}$ în conexiunea cu colectorul comun; se reduce astfel efectul de șuntare a sarcinii active a etajului precedent de către tranzistorul amplificator $T_{17}$.

Tranzistorul $T_{17}$, lucrînd în conexiunea cu emitorul comun, are drept sarcină activă tranzistorul $T_{13B}$, ceea ce îi permite obținerea unei amplificări foarte mari. La ieșirea sa este conectat tot ca repetor pe emitor tranzistorul $T_{23}$, pentru a reduce șuntarea sarcinii active a lui $T_{17}$ de către impedanța de intrare în etajul final.

În sfîrșit, ultimul etaj este un *etaj de ieșire* cu tranzistoare complementare, lucrînd în clasă A—B în conexiunea cu colectorul comun; polarizarea tranzistoarelor finale $T_{14}$ și $T_{20}$ se face cu ajutorul configurației $T_{18}$, $T_{19}$, $R_{10}$.

Pe lîngă tranzistoarele din calea de semnal, amplificatorul operațional mai are o serie de circuite anexe. Astfel, el conține o serie de surse de curent. De exemplu, tranzistoarele $T_{10}$ și $T_{11}$ formează o sursă de curent de tip Widlar, pentru care curentul de referință este curentul prin $R_5$, iar curentul de ieșire este $I_{10}$. Tranzistoarele $T_8$ și $T_9$ formează o oglindă simplă de curent, cuprinsă într-o buclă de reacție de polarizare care fixează curentul de repaus prin tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$, $T_4$, $T_5$, și $T_6$. De asemenea, $T_{12}$ împreună cu colectoarele $A$ și $B$ ale tranzistorului multicolector $T_{13}$ formează încă două surse simple de curent, avînd drept curent de referință tot curentul prin $R_5$, iar drept curenți de ieșire curenții $I_{C13B}$ și $I_{C13A}$, corespunzînd sarcinilor active ale tranzistoarelor $T_{17}$ și $T_{23}$.

Pe lîngă aceste surse de curent, μA 741 mai conține o serie de dispozitive, normal blocate, care devin active numai în condiții de suprasarcină. Astfel, tranzistorul $T_{15}$ se deschide numai pentru curenți prin sarcină relativ mari, care determină la bornele rezistenței $R_6$ căderi de tensiune suficiente pentru deschiderea joncțiunii sale bază-emitor; ca urmare, cînd $T_{15}$ se deschide, el limitează curentul de bază a lui $T_{14}$ și, în consecință, protejază tranzistorul $T_{14}$ față de un eventual scurtcircuit accidental la ieșire.

Tranzistoarele $T_{21}$, $T_{22}$ și $T_{24}$ realizează o funcție similară, protejînd tranzistoarele $T_{16}$, $T_{17}$, $T_{23A}$ și $T_{20}$ pentru cealaltă polaritate a tensiunii de intrare.

Emitorul suplimentar $B$, al tranzistorului multiemitor $T_{23}$, evită o disipare excesivă in tranzistorul $T_{16}$, disipare care survine dacă $T_{17}$ este lăsat să se satureze. Pentru a explica aceasta, se admite că tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului operațional determină blocarea lui $T_1$: atunci curentul injectat în bază lui $T_{16}$ are valoarea maxim posibilă, aproximativ egală cu $I_4$. Dacă nu ar exista circuitul de limitare, acest curent s-ar amplifica cu β al tranzistorului $T_{16}$, dînd naștere unui curent mare în colectorul lui $T_{16}$ și implicit în baza lui $T_{17}$, ceea ce ar determina saturarea lui $T_{17}$. Deoarece tensiunea $V_{CE_{16}} \cong 2\,V_{CC}$, rezultă că puterea disipată de tranzistorul $T_{16}$, tranzistor de mică putere, este $\beta_{16} \cdot I_A \cdot 2V_{CC}$, putînd determina distrugerea lui. Emitorul suplimentar a lui $T_{23}$ evită tocmai această posibilitate; într-adevăr, îndată ce tensiunea pe colectorul lui $T_{17}$ scade suficient de mult pentru a deschide joncțiunea bază-emitor a lui $T_{23B}$, acest tranzistor preia o parte din curentul injectat din colectorul lui $T_4$, limitînd astfel curentul de colector al lui $T_{16}$ la o valoare acceptabilă.

**3.35.** Pentru amplificatorul operațional μA 741, avînd schema din figura 3.54, să se calculeze curenții de repaus prin tranzistoare, admițînd că tensiunea de ieșire este nulă. Se consideră: $\beta_{npn} = 250$, $\beta_{pnp} > 10$, $V_A = \infty$.

Pentru toate tranzistoarele se va lua acoperitor $I_S = 10^{-14}$ A, cu excepția celor finale, $T_{14}$ și $T_{20}$, pentru care $I_S' = 3I_S$; pentru tranzistorul multicolector $T_{13}$ raportul celor doi curenți de colector este $I_{C13B}/I_{C13A} = 3/1$.

*Soluție.* Curentul de referință prin $R_5$ este aproximativ

$$I_{ref} = \frac{2\,V_{CC} - 2\,V_{BE}}{R_5} = \frac{30 - 1{,}4}{39} = 0{,}73 \text{ mA},$$

considerînd $|V_{BE}| = 0{,}7$ V.

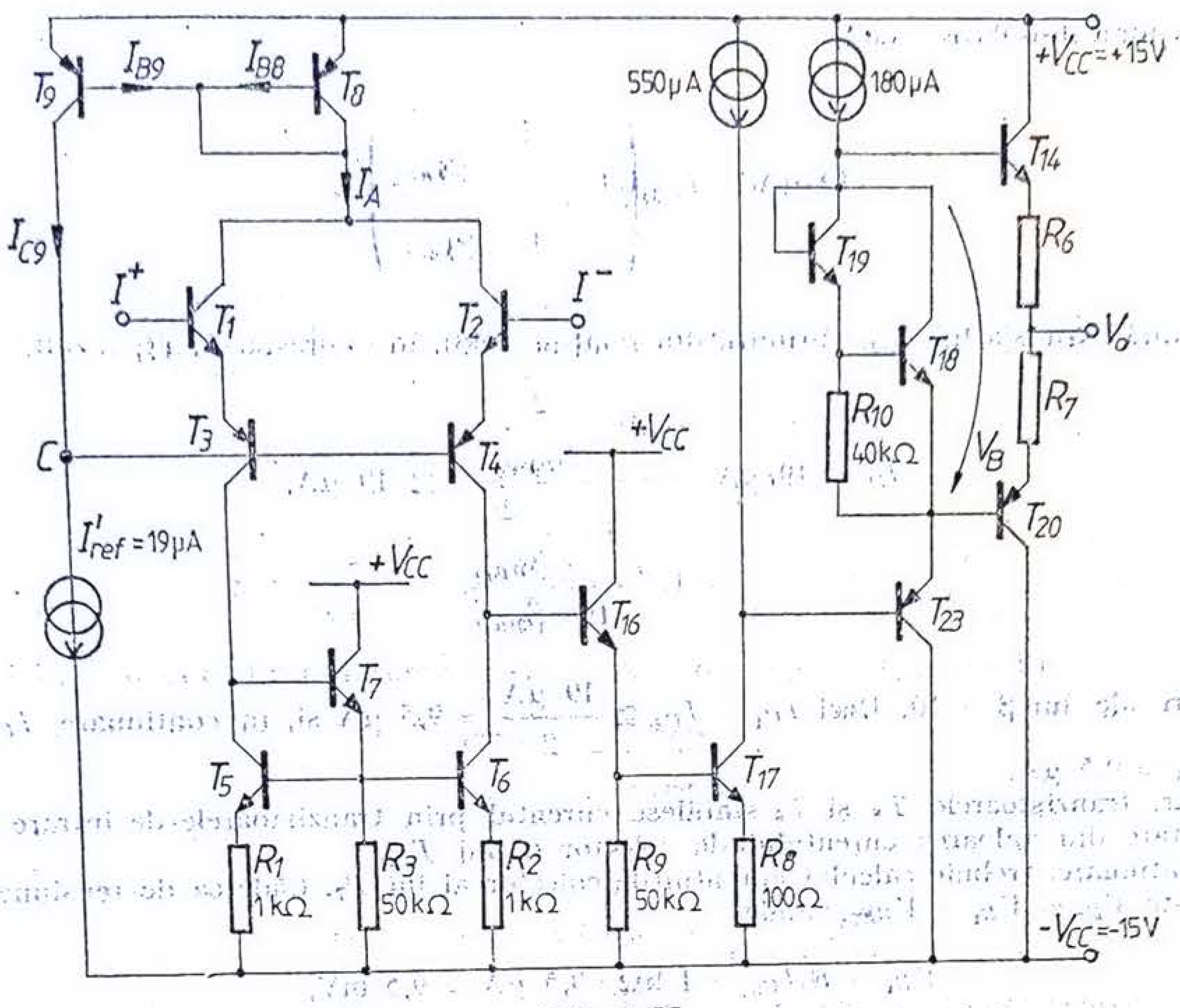



Fig. 3.55.

$T_{11}$ și $T_{10}$ formează o sursă de curent de tip Widlar, pentru care, așa cum s-a demonstrat în capitolul 1, (problema 1.6), se poate scrie

$$V_T \ln\frac{I_{ref}}{I_{10}} = R_4 I_{10} \quad \text{sau} \quad 26\cdot 10^{-3}\ \text{V}\cdot\ln\frac{0{,}73\ \text{mA}}{I_{10}} = 5\ \text{k}\Omega\cdot I_{10}.$$

Rezolvarea acestei ecuații transcendente conduce la $I_{10} = 19\ \mu\text{A}$.

Sursele de curent realizate cu tranzistorul $T_{16}$ și tranzistorul $T_{13}$, de tip multicolector, se caracterizează prin următoarele ecuații:

$$I_{ref} = I_{E13},\quad I_{E13} = I_{C13A} + I_{C13B},\quad \frac{I_{C13B}}{I_{C13A}} = \frac{3}{1},$$

deci $I_{C13A} = \frac{I_{ref}}{4} = 0{,}18$ mA și $I_{C13B} = 0{,}18\cdot 3 = 0{,}55$ mA.

Cunoscînd curenții surselor de curent, schema din figura 3.54 poate fi redesenată sub forma simplificată din figura 3.55.

În continuare, trebuie determinați curenții de repaus ai tranzistoarelor din etajul de intrare. Datorită valorii mari a lui $\beta_{npn}$, curenții de bază ai tranzistoarelor *npn* pot fi neglijați; deoarece tranzistoarele *pnp* au $\beta$ mult mai mic, curenții de bază ai acestor tranzistoare vor trebui însă luați în considerare. Se poate scrie:

$$I_A = I_{C9} + I_{B9} + I_{B8} = I_{C9}\left(1+\frac{2}{\beta_{pnp}}\right). \tag{3.41}$$

Neglijînd curenții $I_{B1}$ și $I_{B2}$ rezultă

$$I_{E3} = I_{E4} = \frac{I_A}{2} = \frac{I_{C9}}{2}\left(1+\frac{2}{\beta_{pnp}}\right). \tag{3.42}$$

În nodul *C* se poate scrie:

$$I'_{ref} = I_{C9} + \frac{I_{E3}}{1+\beta_{pnp}} + \frac{I_{E4}}{1+\beta_{pnp}},$$

sau, ţinînd seama de relaţia (3.42),

$$19\ \mu A = I_{C9}\left(1 + \frac{1 + \dfrac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}}\right). \tag{3.43}$$

Înlocuind expresia lui $I_{C9}$, obţinută din relaţia (3.43), în expresia (3.41), rezultă

$$I_A = 19\ \mu A \frac{1 + \dfrac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \dfrac{1 + \dfrac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}}} \cong 19\ \mu A,$$

pentru valori ale lui $\beta > 10$. Deci $I_{C1} = I_{C2} \cong \frac{19\ \mu A}{2} = 9{,}5\ \mu A$ şi, în continuare, $I_{C3} = I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = 9{,}5\ \mu A$.

Aşadar, tranzistoarele $T_8$ şi $T_9$ stabilesc curentul prin tranzistoarele de intrare la aproximativ jumătate din valoarea curentului de colector al lui $T_{10}$.

În continuare, trebuie calculat curentul de colector al lui $T_7$. Căderea de tensiune pe rezistenţa $R_3$ este $V_{R_3} = V_{R_1} + V_{BE5}$, unde

$$V_{R_1} = R_1 I_{C5} = 1\ k\Omega \cdot 9{,}5\ \mu A = 9{,}5\ mV,$$

$$V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_S} = 26\ mV \cdot \ln \frac{9{,}5 \cdot 10^{-6}}{10^{-14}} = 537\ mV,$$

deci

$$V_{R_3} = 537 + 9{,}5 = 546{,}5\ mV.$$

Ca urmare, curentul prin rezistenţa $R_3$ este

$$I_{R_3} = \frac{V_{R_3}}{R_3} = \frac{546{,}5\ mV}{50\ k\Omega} = 11\ \mu A.$$

Neglijînd curenţii de bază ai tranzistoarelor *npn* $T_5$ şi $T_6$, rezultă $I_{C7} = I_{R_3} = 11\ \mu A$.

Pentru a determina curentul de colector al lui $T_{16}$ se porneşte de la observaţia că în repaus $I_{C17} \cong 550\ \mu A$, deci $I_{B17} = \frac{I_{C17}}{\beta_{npn}} = \frac{550}{250} = 2{,}2\ \mu A$. Dar $I_{C16} = I_{R_9} + I_{B17}$, unde $I_{R_9} = \frac{V_{R_9}}{R_9}$. Însă

$$V_{R_9} = V_{R_5} + V_{BE17} = (550\ \mu A)(100\ \Omega) + V_T \ln \frac{550 \cdot 10^{-6}}{10^{-14}} =$$

$$= 55 + 642 = 697\ mV,$$

$$I_{R_3} = \frac{697\ mV}{50\ k\Omega} = 14\ \mu A,$$

deci

$$I_{C16} = 14 + 2{,}2 \cong 16\ \mu A.$$

Dacă se neglijează curenţii de bază ai tranzistoarelor finale, atunci $I_{C23} = 180\ \mu A$, astfel încît în continuare rămîn de calculat curenţii etajului final, deci ai tranzistoarelor $T_{18}$, $T_{19}$, $T_{14}$ şi $T_{20}$, în condiţiile unei tensiuni zero de ieşire, după cum s-a prevăzut în enunţul problemei.

Dacă se neglijează curentul de bază a lui $T_{18}$, rezultă

$$I_{C19} \cong I_{R10} = \frac{0{,}6\ V}{40\ k\Omega} = 15\ \mu A \quad \text{şi} \quad I_{C18} \cong (180 - 15) = 165\ \mu A.$$

Admițînd acest rezultat drept corect, se poate recalcula o valoare mai exactă pentru $I_{C19}$:

$$I_{C19} = I_{B18} + \frac{V_{BE19}}{40\ \text{k}\Omega} = \frac{165\ \mu\text{A}}{250} + \frac{V_T \ln \dfrac{165\ \mu\text{A}}{10^{-14}\ \text{A}}}{40\ \text{k}\Omega} = 15{,}6\ \mu\text{A}.$$

deci un rezultat foarte apropiat de valoarea estimată anterior.

Pentru calculul curenților de repaus ai tranzistoarelor finale se scrie legea lui Kirchhoff pentru ochiul care conține joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor $T_{14}$ și $T_{20}$; neglijînd căderile de tensiune pe rezistențele de valori mici $R_6$ și $R_7$ rezultă

$$V_{BE19} + V_{BE18} = V_{BE14} + |V_{BE20}|$$

sau

$$V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_{S19}} + V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_{S18}} = V_T \ln \frac{I_{C14}}{I_{S14}} + V_T \ln \frac{I_{C20}}{I_{S20}}.$$

Dacă $V_o = 0$, curentul prin sarcină este tot zero, deci $I_{C14} = I_{C20}$, rezultînd:

$$\frac{I_{C19} I_{C18}}{I_{S18} I_{S19}} = \frac{I^2_{C14}}{I_{S14} I_{S20}},$$

respectiv

$$I_{C14} = I_{C20} = \sqrt{I_{C19} I_{C18}} \cdot \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}}. \qquad (3.44)$$

Deoarece, prin datele problemei, s-a considerat $I_S$ de aceeași valoare pentru toate tranzistoarele de mică putere și de trei ori mai mare pentru $T_{14}$ și $T_{20}$, rezultă

$$I_{C14} = I_{C20} = 3\sqrt{I_{C19} I_{C18}} = 3\sqrt{15{,}6 \cdot 165} = 152\ \mu\text{A}$$

**3.36.** În figura 3.56 se dau două alternative de polarizare ale etajului de intrare în amplificatorul operațional $\mu$A 741. Pentru fiecare schemă să se calculeze valoarea curentului de referință necesar pentru obținerea unui curent de colector prin tranzistoarele etajului de intrare de 10 $\mu$A. Se vor neglija curenții de bază ai tranzistoarelor *npn*. Se consideră $\beta_{pnp} = 50$ și $V_A = \infty$ pentru toate tranzistoarele.

*Soluție.* Se admite că tranzistoarele *pnp* sînt identice avînd amplificarea în curent $\beta_p$ și că tranzistoarele *npn* sînt de asemenea identice, avînd amplificarea în curent $\beta_n$. Notînd cu 1 curent à

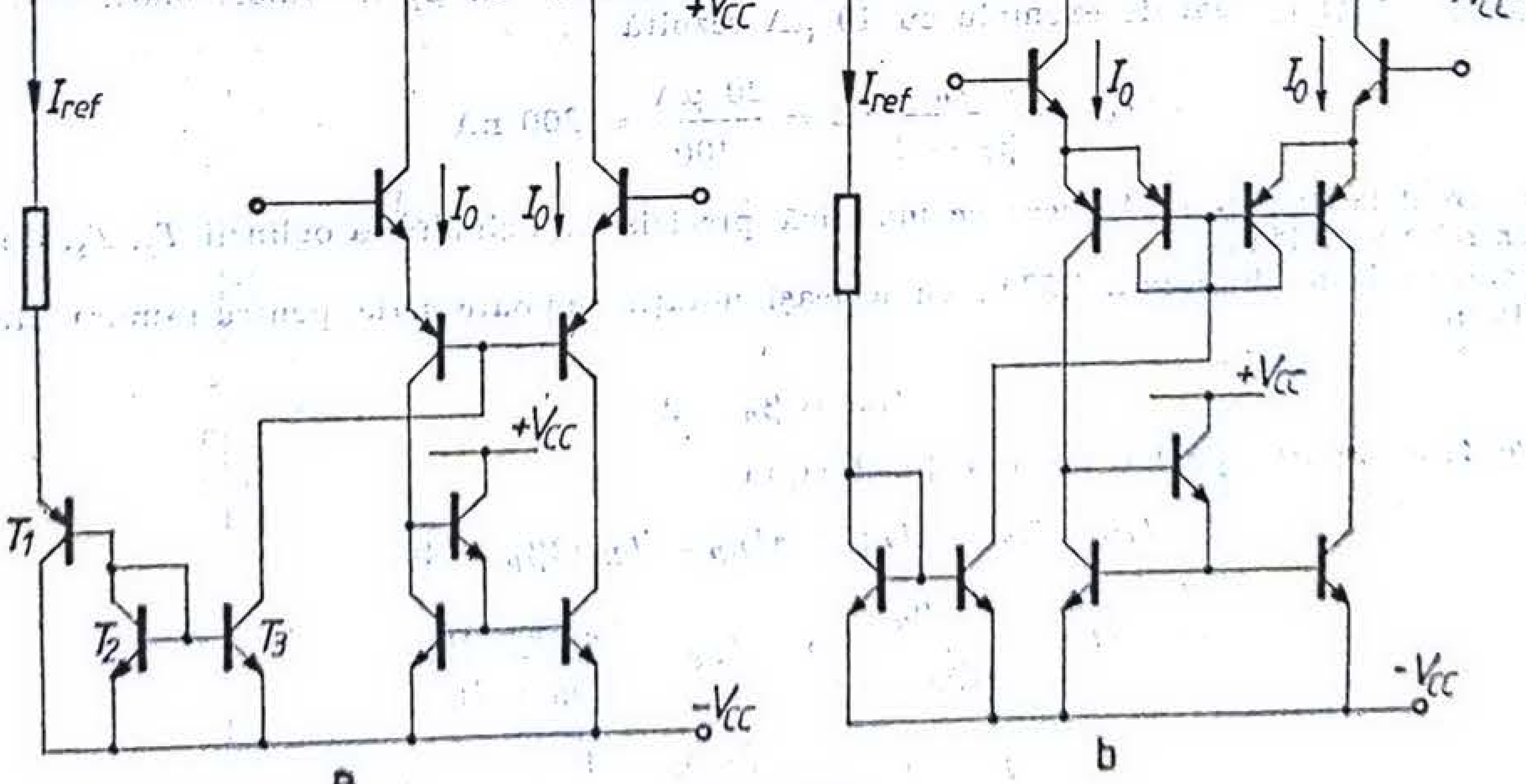



Fig. 3.56.

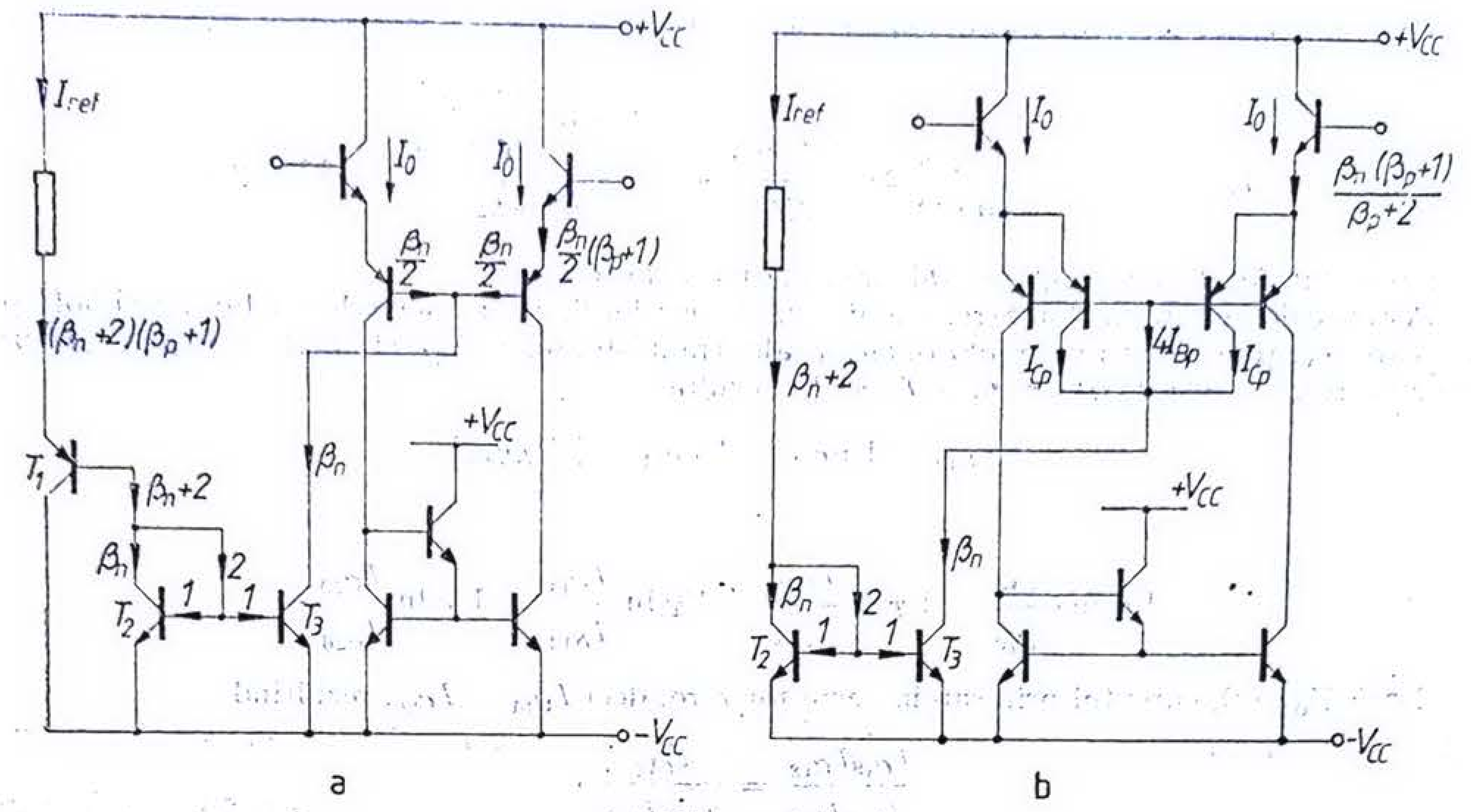



Fig. 3.57.

de bază ai tranzistoarelor $T_2$ și $T_3$ și utilizînd relațiile de bază dintre curenții $I_C$ și $I_B$ se obțin următoarele relații pentru schema din figura 3.57 a:

$$I_o = \frac{\beta_n}{2}(\beta_p + 1) \quad \text{și} \quad I_{ref} = (\beta_n + 2)(\beta_p + 1).$$

Rezultă

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta_n}{2(\beta_n + 2)}, \tag{3.45 a}$$

ceea ce, în ipoteza neglijării curenților de bază ai tranzistoarelor *npn* ($\beta_n = \infty$), înseamnă

$$I_o = \frac{I_{ref}}{2}. \tag{3.45 b}$$

Ambele relații arată că valoarea curentului de polarizare $I_o$ al etajului de intrare este independentă de valoarea lui $\beta_p$. De aceea schema din figura 3.56 a este adecvată unui proces tehnologic de fabricație în care $\beta_p$ este tipic mic (< 10). Dimpotrivă, ea nu se recomandă a fi utilizată dacă procesul tehnologic asigură obținerea unor tranzistoare cu $\beta_p$ de valori mari. Într-adevăr, pentru $\beta_p = 100$ și $I_o$ egal de exemplu cu 10 μA rezultă

$$I_{C3} = \frac{I_o}{\beta_p + 1} \cdot 2 = \frac{20\ \mu A}{100} = 200\ nA,$$

nivel de curent la care $\beta_n$ scade, ceea ce modifică precizia de oglindire a oglinzii $T_2$, $T_3$, după cum reiese din relația (3.45 a).

Pentru schema din figura 3.57 b, cu aceleași notații, se poate scrie, pentru ramura din stînga a circuitului,

$$I_{ref} = \beta_n + 2. \tag{3.46}$$

Pe de altă parte, pentru ramura din dreapta

$$I_{C3} = \beta_n = 2I_{Cp} + 4I_{Bp} = I_{Bp}(2\beta_p + 4),$$

$$I_{Bp} = \frac{\beta_n}{2(\beta_p + 2)}, \quad I_{Ep} = \frac{\beta_n(\beta_p + 1)}{2(\beta_p + 2)},$$

$$I_o = 2I_{Ep} = \frac{\beta_n(\beta_p + 1)}{\beta_p + 2}. \tag{3.47}$$

Din relațiile (3.46) și (3.47) rezultă

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta_n(\beta_p + 1)}{(\beta_n + 2)(\beta_p + 2)}. \tag{3.48}$$

Admițînd iarăși $\beta_n = \infty$, rezultă

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta_p + 1}{\beta_p + 2}. \tag{3.49}$$

Relația (3.49) arată că schema din figura 3.56 b convine unui proces tehnologic care realizează $\beta_p$ de valori mari. În același timp, schema este mai puțin sensibilă la dependența lui $\beta_n$ de valoarea curentului de colector, deoarece tranzistoarele oglinzii $T_2$, $T_3$ lucrează la un nivel cu curent de colector mai mare, aproximativ egal cu $I_{ref}$.

**3.37.** În figura 3.58 se arată o alternativă de polarizare a tranzistoarelor finale din amplificatorul operațional μA 741. Să se determine curentul de repaus $I_{polarizare}$ prin tranzistoarele finale în funcție de raportul rezistențelor $R_2/R_1$. Cît trebuie să fie acest raport pentru ca $I_{polarizare} = 50$ μA? Rămîne acest curent constant cînd variază temperatura? Se va presupune că tranzistoarele finale au un curent de saturație de cinci ori mai mare decît celelalte pentru care $I_S = 10^{-15}$ A. Se va neglija fracțiunea din curentul de 200 μA care circulă prin rezistențele $R_2$ și $R_1$.

*Soluție.* Tensiunea $V$ dintre bazele tranzistoarelor finale (fig. 3.59) poate fi exprimată ca fiind

$$V = 2V_{BE\,final} = 2V_T \ln \frac{I_{polarizare}}{5I_S};$$

însă

$$V = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{BE} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \ln \frac{I_o}{I_S},$$

unde, conform enunțului problemei, $I_o = 200$ μA. Deci

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \ln \frac{I_o}{I_S} = 2 \ln \frac{I_{polarizare}}{5I_S}.$$

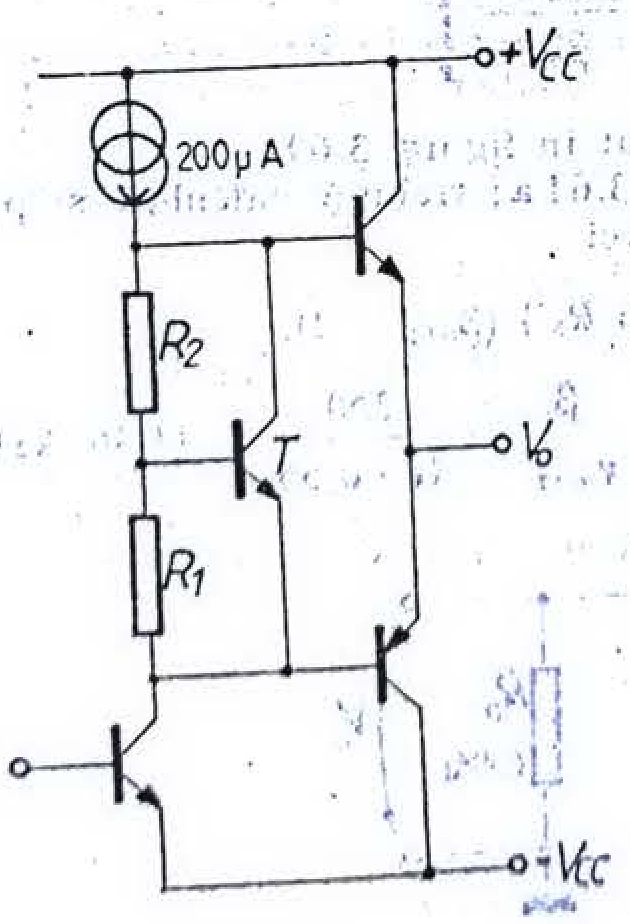



Fig. 3.58.

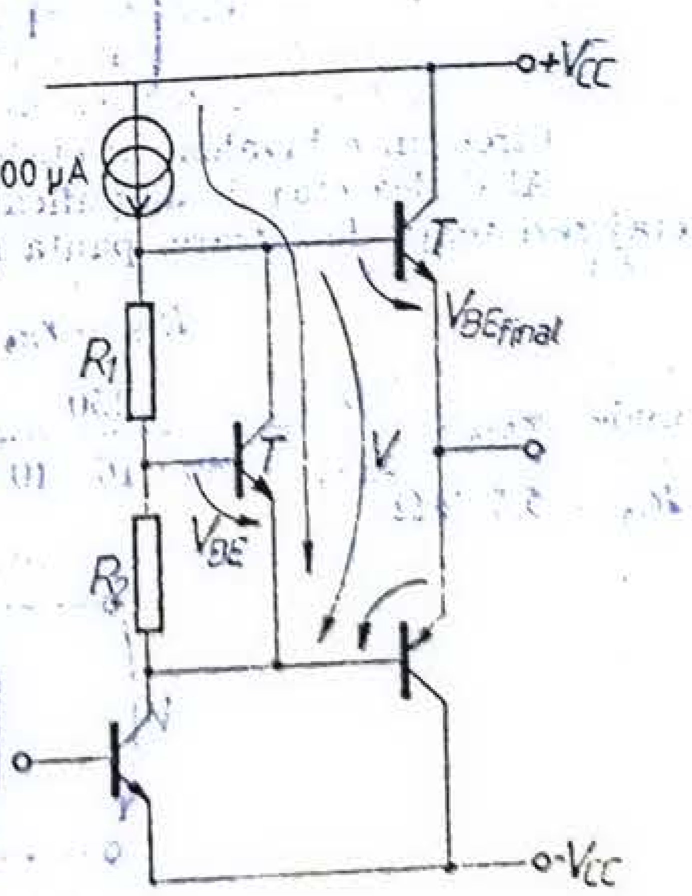



Fig. 3.59.

și deci

$$I_{\text{polarizare}} = 5 \sqrt{\frac{I_o \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)}{I_S \left(\frac{R_2}{R_1} - 1\right)}}\,.$$

Se observă că $I_{\text{polarizare}}$ depinde de temperatură prin intermediul curentului $I_S$. Explicitînd raportul $R_2/R_1$ din relația precedentă, se obține

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{\ln \dfrac{I^2_{\text{polarizare}}}{25\, I_o I_S}}{\ln \dfrac{I_o}{I_S}},$$

ceea ce, pentru datele problemei, conduce la $\frac{R_2}{R_1} = 0{,}77$.

**3.38.** Să se determine amplificarea în tensiune diferențială în buclă deschisă pentru amplificatorul operațional µA 741, avînd schema din figura 3.54. Se consideră $\beta_{npn} = 250$, $\beta_{pnp} = 50$, $\eta_{npn} = 2 \cdot 10^{-4}$, $\eta_{pnp} = 5 \cdot 10^{-4}$, $r_x = 0$, $r_\mu = \infty$.

Pentru determinarea parametrilor circuitelor echivalente de semnal mic ale tranzistoarelor se vor utiliza valorile curenților de colector de repaus calculate în problema 3.34. Se consideră $R_l = 2$ kΩ.

*Soluție.* Amplificarea în tensiune se determină din produsul amplificărilor etajelor constitutive.

Etajul de intrare este un etaj diferențial de tip parafază. El a fost analizat în capitolul 1 (problema 1.42). S-au calculat:

— panta echivalentă

$$G_{m1} \cong \frac{g_{m3}}{2} = \frac{1}{5{,}46}\ \text{k}\Omega^{-1}, \tag{3.50}$$

— rezistența de intrare

$$R_{i1} \cong 4\, r_{\pi 1} = 2{,}7\ \text{M}\Omega, \tag{3.51}$$

— rezistența de ieșire

$$R_{o2} = \left[ r_{o4} \cdot \frac{1 + g_{m4}/g_{m2}}{1 + \dfrac{g_{m4}/g_{m2}}{\beta_{o4}}} \right] \Bigg\| \left[ r_{o6} \cdot \frac{1 + g_{m6} R_2}{1 + \dfrac{g_{m6} R_2}{\beta_{o6}}} \right] = 6{,}8\ \text{M}\Omega. \tag{3.52}$$

Circuitul echivalent al etajului de intrare este desenat în figura 3.60.

Al doilea etaj de amplificare este desenat în figura 3.61 a; trebuie calculate și pentru acest etaj rezistența de intrare, panta și rezistența de ieșire. Deci

$$R_{i2} = r_{\pi 8} + \{R_o \,\|\, [r_{\pi 17} + (\beta_{o17} + 1)\, R_8]\}\, (\beta_{o16} + 1), \tag{3.53}$$

unde $r_{\pi 16} = \frac{\beta}{g_{m16}} = \frac{250}{40 \cdot 16 \cdot 10^{-8}} \cong 390$ kΩ, iar $r_{\pi 17} = \frac{\beta}{g_{m17}} = \frac{250}{40 \cdot 0{,}55} \cong 11{,}36$ kΩ, rezultînd $R_{i2} = 5{,}5$ MΩ.

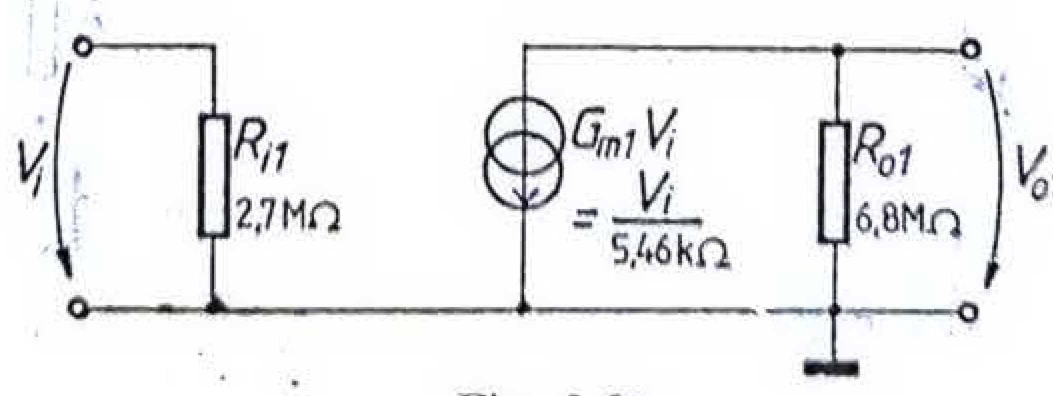



Fig. 3.60.

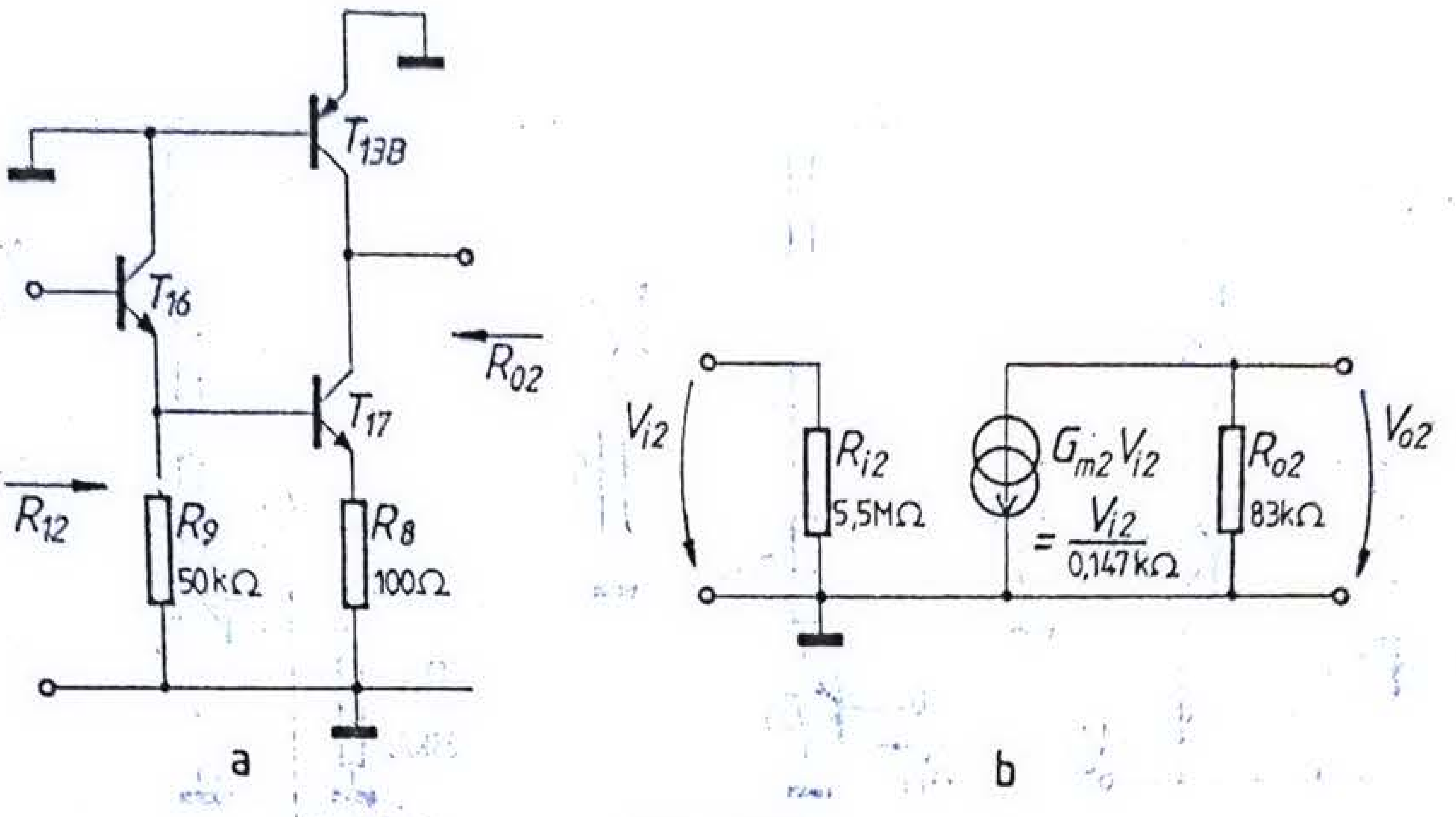



Fig. 3.61.

Dacă se consideră amplificarea în tensiune a repetorului pe emitor realizat cu $T_{16}$ aproximativ unitară, panta $G_{m2}$ este chiar panta tranzistorului $T_{17}$ prevăzut cu rezistența $R_8$ în emitor deci

$$G_{m2} = \frac{g_{m17}}{1 + g_{m17} R_8} \tag{3.54}$$

unde $g_{m17} = 40\, I_{C17} = 40 \cdot 0{,}55 = 22$ mA/V; deci

$$G_{m2} = \frac{22}{1 + 22 \cdot 0{,}1} = \frac{1}{0{,}147}\ \mathrm{k\Omega^{-1}}.$$

Rezistența de ieșire $R_{o2}$ este rezistența de ieșire din $T_{13B}$ în paralel cu rezistența de ieșire din $T_{17}$; utilizînd relația (1.105) se obține

$$R_{o2} = r_{o13B} \,\|\, \left[ r_{c17} \frac{1 + g_{m17} R_8}{1 + \frac{g_{m17} R_8}{\beta_o}} \right], \tag{3.55}$$

ceea ce conduce, după efectuarea calculelor, la $R_{o2} = 83$ kΩ.

Circuitul echivalent al etajului de amplificare intermediar este desenat în figura 3.61 b.

Schema etajului final al amplificatorului operațional μA 741 este desenată în figura 3.62 a; pentru semialternanța în care conduce tranzistorul $T_{14}$, circuitul de curent alternativ are schema din figura 3.62 b.

Rezistența de intrare în etaj este

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + (\beta_{o23} + 1)\{r_{d18} + r_{d19} + r_{o13} \,\|\, [r_{\pi 14} + (\beta_{o14} + 1)\, R_l]\} = 9{,}1\ \mathrm{M\Omega} \tag{3.56}$$

Pentru valori uzuale ale lui $R_l$ (cca 1 kΩ) $R_{i3} \gg R_{o2}$ și, ca urmare, valoarea lui $R_{i3}$, deși depinde puternic de $R_l$, nu va influența cîștigul în tensiune al amplificatorului. Este, de asemenea, evident că amplificarea în tensiune a ultimului etaj este aproximativ 1, deoarece el este alcătuit din două repetoare în cascadă.

Pentru a determina rezistența de ieșire din etajul final se utilizează figura 3.62 c:

$$R_0 = \frac{r_{\pi 14} + R'}{\beta_{o14} + 1}, \tag{3.57}$$

unde

$$R' = r_{o13A} \,\|\, \left[ r_{d18} + r_{d19} + \frac{R_{o2} + r_{\pi 23}}{\beta_{o23} + 1} \right] = 2{,}06\ \mathrm{k\Omega}.$$

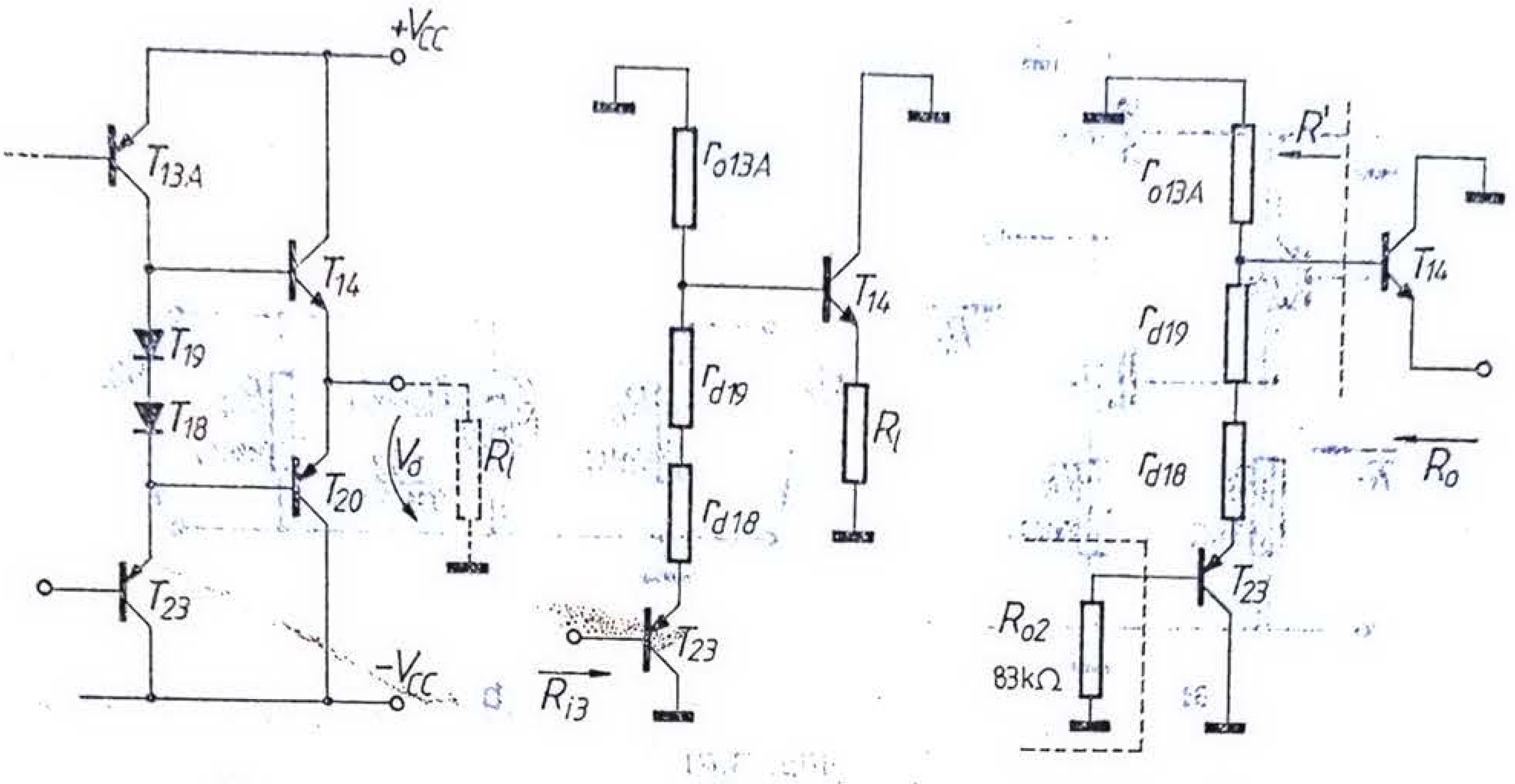



Fig. 3.62

de unde rezultă $R_o = 21\ \Omega$, la care trebuie adăugată rezistența de 22 Ω înseriată în emitoarele tranzistoarelor finale, necesară pentru protecția la suprasarcină, deci $R_{o3} = 21 + 22 = 43\ \Omega$.

Circuitul de semnal mic echivalent complet al amplificatorului operațional μA 741 este arătat în figura 3.63.

Amplificarea în tensiune este

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = G_{m1}(R_{o1} \parallel R_{i2})G_{m2}(R_{o2} \parallel R_{i3}) = 315\,000. \tag{3.58}$$

**3.39.** Ce efect are asupra cîștigului amplificatorului operațional 741 dublarea curentului de polarizare al primului etaj?

*Soluție.* Utilizînd pentru amplificatorul operațional 741 modelul din figura 3.63 și relațiile de definire a mărimilor corespunzătoare, se observă că dublarea curentului de polarizare atrage după sine mărirea amplificării primului etaj. Într-adevăr, $a_{v1} = G_{m1}(R_{o1} \parallel R_{i2})$, unde $G_{m1}$ și $R_{o1}$ sînt mărimi dependente de curentul de polarizare al primului etaj.

Utilizînd relațiile (3.50) și (3.52) se obține, pentru o valoare de $2 \cdot 9{,}5 = 19\ \mu A$ a curentului de polarizare a primului etaj, $a_{v1}|_{19\mu A} = 841$ și ca urmare $a_v|_{19\ \mu A} = a_{v1}\, a_{v2}\, a_{v3} = 459\,000$, față de valoarea anterioară de 315 000.

În general, creșterea amplificării primului etaj este favorabilă, deoarece reduce erorile reflectate la intrare, determinate de cel de-al doilea etaj nesimetric.

Creșterea obținută pin dublarea curentului de polarizare al primului etaj are însă drept efect nefavorabil și creșterea curentului de polarizare al intrărilor amplificatorului operațional, precum și descreșterea rezistenței de intrare de mod diferențial.

**3.40.** Cum afectează eliminarea rezistenței $R_8 = 100\ \Omega$ din emitorul tranzistorului $T_{17}$ (fig. 3.54) cîștigul amplificatorului 741?

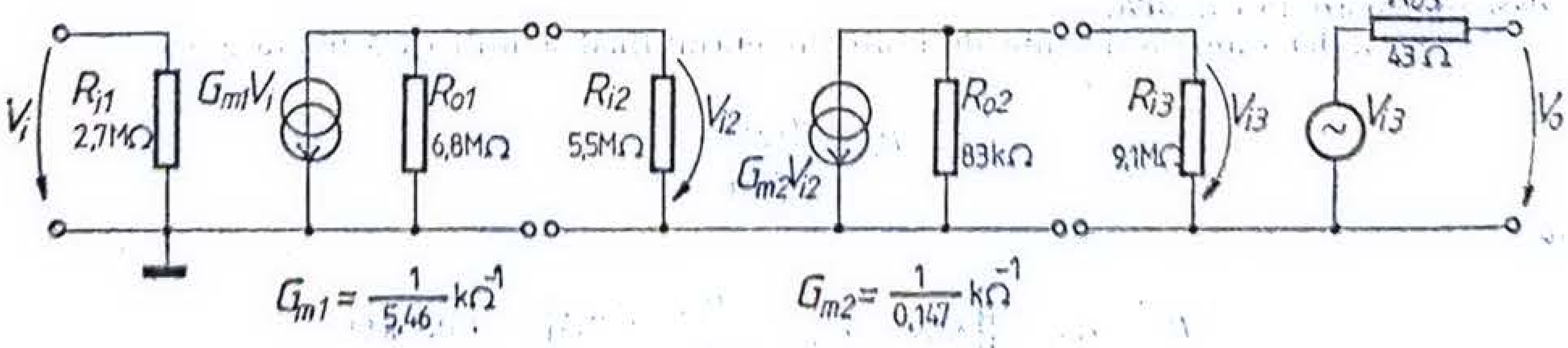



Fig. 3.63.

*Soluție.* Anularea rezistenței $R_8 = 100\ \Omega$ din emitorul tranzistorului $T_{17}$ determină modificarea mărimilor caracteristice ale etajului intermediar (fig. 3.61) și anume: scăderea rezistenței de intrare $R_{i2}$, creșterea pantei $G_{m2}$ și scăderea rezistenței de ieșire $R_{o2}$.

Ca urmare, așa cum reiese din analiza modelului amplificatorului operațional µA 741 din figura 3.63, amplificarea primului etaj scade iar a celui de-al doilea crește semnificativ, rezultînd o valoare mai mare pentru amplificarea totală. Efectul însă nu este întru totul favorabil, deoarece reducerea amplificării primului etaj mărește erorile reflectate la intrare datorate etajului intermediar nesimetric.

**3.41.** Să se determine domeniul admisibil al tensiunilor de intrare de mod comun pentru care amplificatorul 741 funcționează normal. Se va admite o alimentare simetrică de $\pm 15$ V.

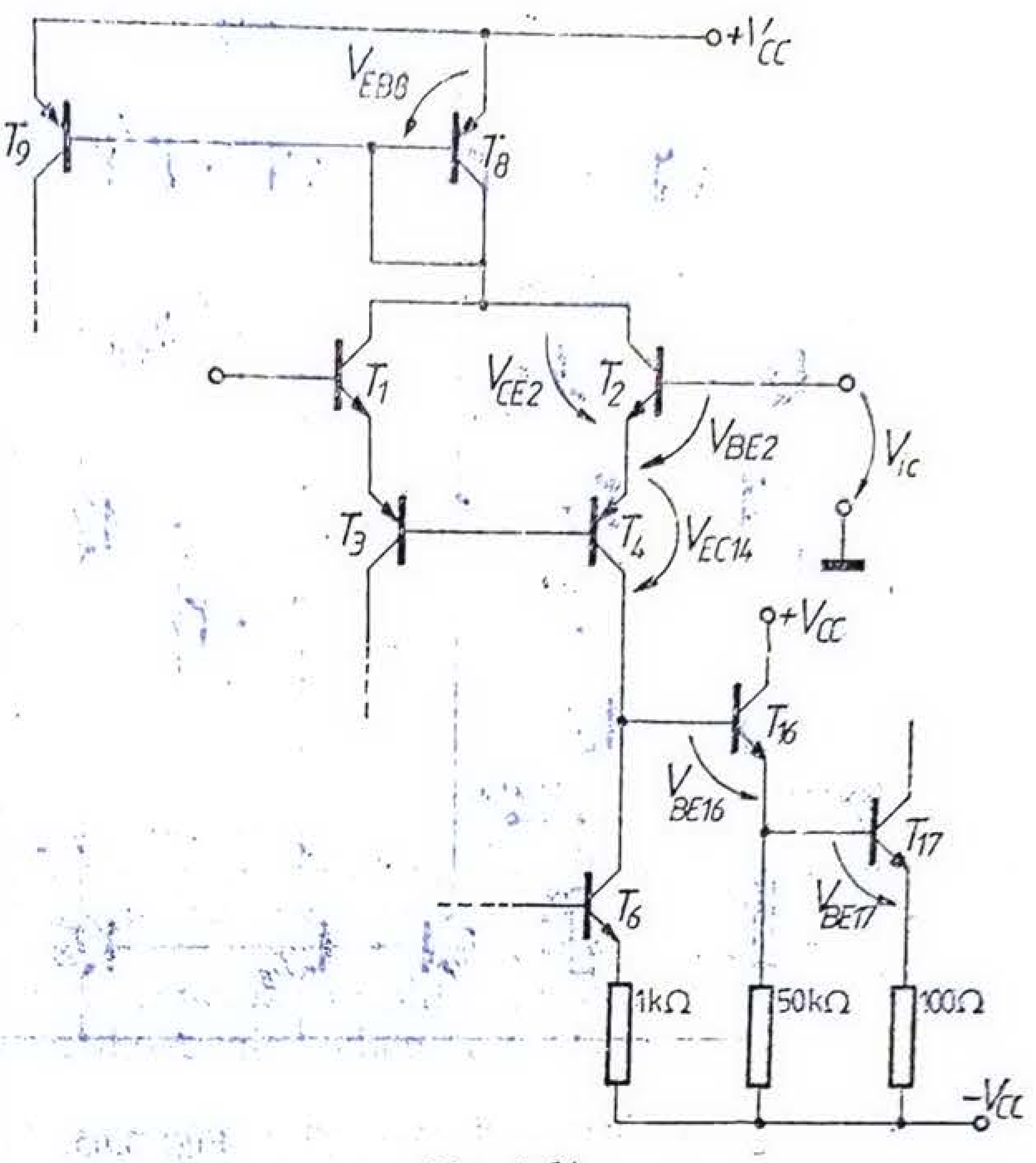



Fig. 3.64.

*Soluție.* Domeniul acceptabil al tensiunilor de intrare de mod comun este determinat de etajul de intrare (fig. 3.64).

Limita maximă, pentru care tranzistoarele etajului de intrare funcționează liniar, este determinată de saturarea tranzistoarelor $T_1$ sau $T_2$:

$$V_{ICM} = V_{CC} - V_{EB8} - V_{CE\,\text{sat}_2} + V_{BE_2} = 15 - 0{,}7 - 0{,}4 + 0{,}7 = 14{,}6\ \text{V}.$$

Limita minimă e determinată de saturarea tranzistoarelor $T_3$ sau $T_4$:

$$V_{ICm} = -V_{CC} + V_{BE17} + V_{BE16} + V_{CE\,\text{sat}_4} + V_{BE_2} = -12{,}5\ \text{V},$$

neglijind căderea de tensiune pe mica rezistență din emitorul lui $T_{17}$. Deci $-12{,}5\ \text{V} < V_{IC} < 14{,}6$ V.

**3.42.** Amplificatorul operațional 741 din figura 3.54 are un capacitor pentru compensare intern $C_C = 30$ pF. Să se determine frecvența limită superioară și frecvența de tăiere, admițînd că amplificatorul are un singur pol dominant, determinat de acest capacitor.

*Soluție.* Se folosesc rezultatele din problema 3.29. S-a arătat că

$$\omega_s = \frac{1}{\tau_{C_C}} = \frac{1}{C_C R} = \frac{g_{m1}}{a_{vo} C_C},$$

unde $g_{m1}$ este panta etajului de intrare. După cum reiese din problema 3.37,

$$g_{m1} = G_{m1} = \frac{1}{5{,}46\ \text{k}\Omega}; \quad a_{vo} = 315\,000,$$

rezultînd

$$\omega_s = \frac{1}{5{,}46 \cdot 10^3 \cdot 315\,000 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 19{,}38\ \text{s}^{-1};$$

$$f_s = \frac{19{,}38}{2\pi} \cong 3\ \text{Hz}.$$

de asemenea,

$$f_u = a_{vo} f_s = 315\,000 \cdot 3 = 945\,000\ \text{kHz} \cong 1\ \text{MHz}.$$

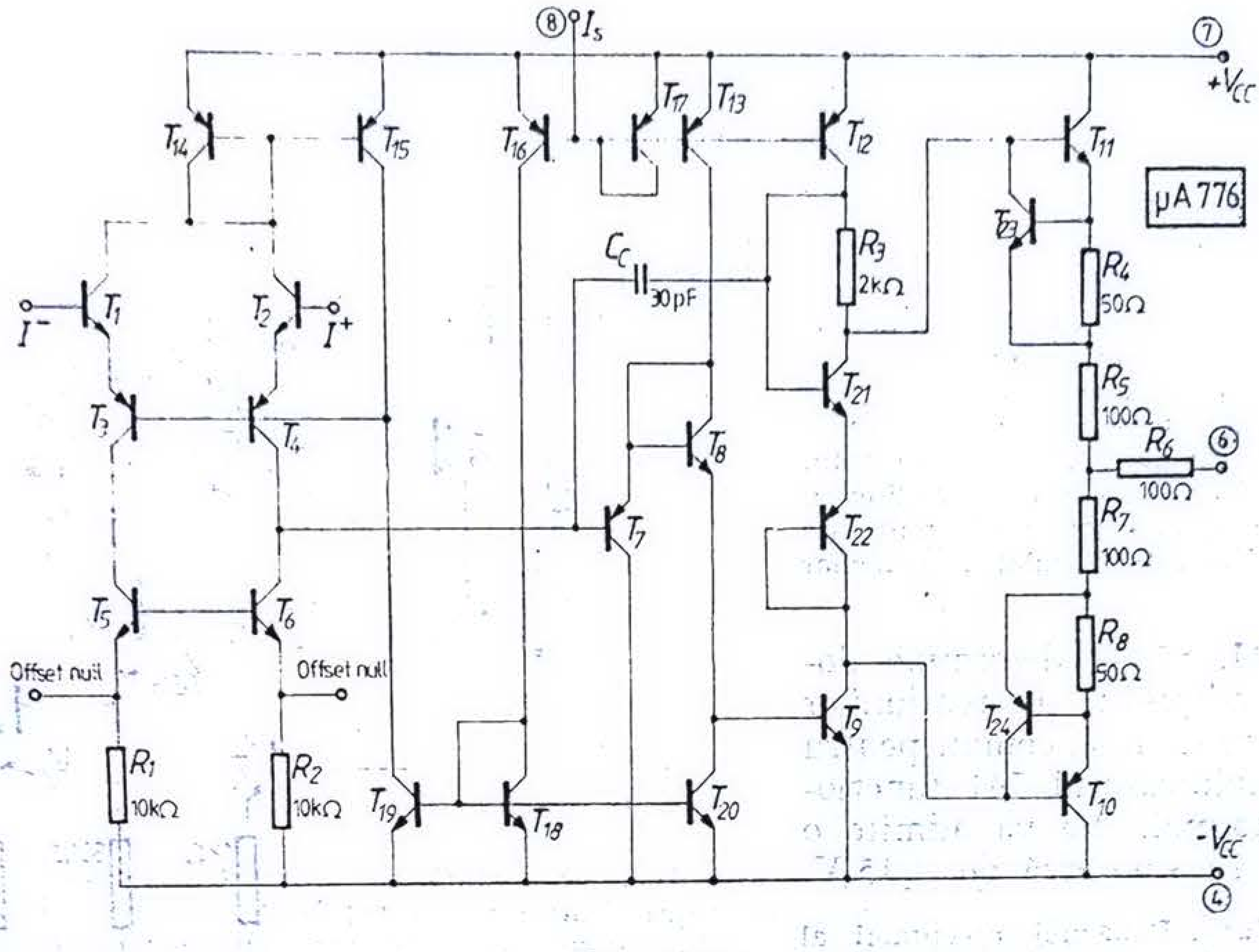



Fig. 3.65.

**3.43.** Amplificatorul operațional 741, avînd schema din figura 3.54, prevăzut cu un capacitor de compensare $C_C = 30$ pF, este folosit la semnal mare. Să se determine viteza de variație a semnalului de ieșire (slew rate) și frecvența maximă de răspuns.

*Soluție.* Se folosesc rezultatele din problema 3.29. Conform relației (3.35),

$$\text{SR} = \frac{2I_1}{C_C} = \frac{20\ \mu\text{A}}{30 \cdot 10^{-12}\ \text{F}} = 0{,}67\ \text{V}/\mu\text{s}.$$

După cum s-a arătat în problema 3.32 (rel. 3.40), frecvența maximă de răspuns este

$$f_M = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{V_o} \cdot \text{SR} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{15} \cdot 0{,}67 \cdot 10^6\ \text{Hz} = 7{,}1\ \text{kHz}.$$

**3.44.** În figura 3.65 este desenată schema amplificatorului operațional µA 776; punctele statice de funcționare se stabilesc injectînd un curent $I_s$, de valoare cuprinsă între $0{,}1 \div 100\ \mu$A.

Să se analizeze funcționarea schemei pe etaje și să se precizeze rolul diferitelor elemente. Se consideră tranzistoarele identice.

*Soluție.* Asemănarea topologică a lui µA 776 cu µA 741 este evidentă, comparînd figurile 3.65 și 3.54.

La amplificatorul operațional 741 curenții tranzistoarelor sînt determinați de curentul prin rezistența $R_5$. La 776 această rezistență nu mai există în schemă, iar punctul respectiv al circuitului este accesibil la unul din terminalele capsulei, după cum se arată în figura 3.65. Astfel, curenții de repaus pot fi stabiliți din exterior cu ajutorul unei rezistențe externe sau a unei surse de curent după cum se arată în figura 3.66.

Această modificare oferă o serie de avantaje, cum ar fi controlul curenților de polarizare, al rezistenței de intrare, al lărgimii benzii de frecvențe, al consumului de curent, optimizarea performanțelor de zgomot prin realizarea adaptării între rezistența sursei de semnal și amplificator

Din punctul de vedere al structurii interne amplificatorul operațional 776 are următoarele etaje.

Etajul de intrare este un etaj diferențial tip parafază, cuprinzînd tranzistoarele $T_1$, $T_2$, $T_3$ și $T_4$; el utilizează ca sarcină oglinda simplă de curent $T_5$, $T_6$, ceea ce permite obținerea amplificării totale în condițiile unei ieșiri simple.

Urmează etajul de amplificare intermediar alcătuit din repetorul pe emitor $T_7$ și tranzistorul $T_9$ în conexiunea cu emitorul comun, avînd drept sarcină sursa de curent $T_{12}$. Tranzistoarele $T_{21}$ și $T_{22}$ în conexiune de diodă realizează polarizarea tranzistoarelor finale complementare $T_{10}$ și $T_{11}$. Capacitorul $C_C$ este folosit pentru compensarea în frecvență.

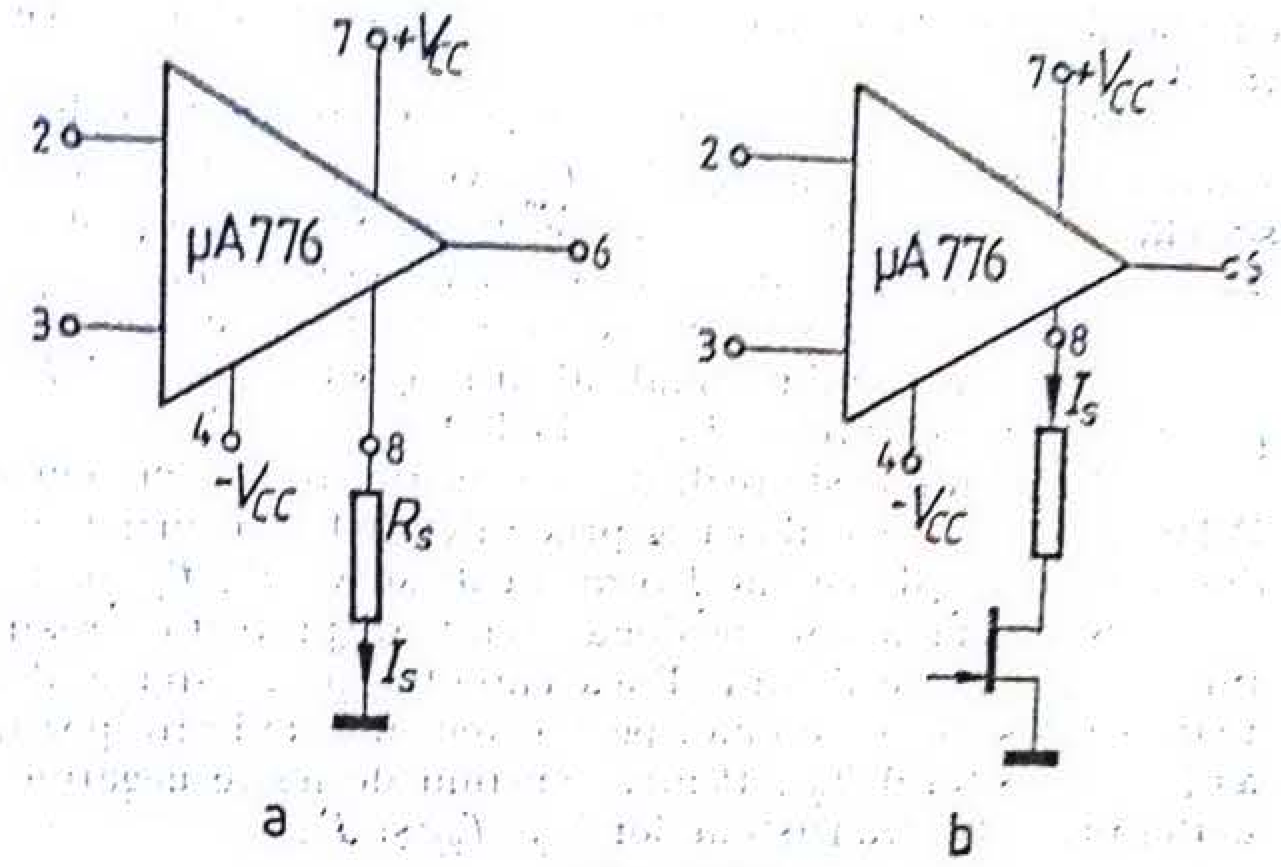



Fig. 3.66.

Curenții de repaus ai tranzistoarelor schemei sînt determinați prin intermediul oglinzilor de curent $T_{17}$, $T_{12}$, $T_{12}$ și a reacției negative $T_{16}$, $T_{12}$, $T_{19}$ și $T_{15}$.

Tensiunea de ieșire de repaus poate fi adusă la zero modificînd valorile rezistențelor de emitor $R_1$ și $R_2$ ale oglinzii $T_5$, $T_6$ prin intermediul unui potențiometru exterior conectat între aceste borne.

**3.45.** În figura 3.67 s-a desenat schema amplificatorului operațional 725. Să se explice funcționarea și particularitățile schemei.

*Soluție.* Schema conține patru etaje fundamentale pe calea de semnal: un etaj de intrare, un etaj de amplificare intermediar, un etaj prefinal și un etaj final.

Primul etaj, alcătuit cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$, are o structură diferențială; este alimentat în emitoare de sursa de curent $T_4$, $T_3$. Etajul are sarcină rezistivă, fiind prevăzut și cu posibilitatea de anulare a efectului tensiunii de intrare de decalaj cu ajutorul unui potențiometru exterior. După cum s-a arătat în capitolul 1, amplificatorul diferențial cu sarcină rezistivă prezintă avantajul că, simultan cu anularea tensiunii de intrare de decalaj, permite și anularea derivei sale termice. Cuplajul

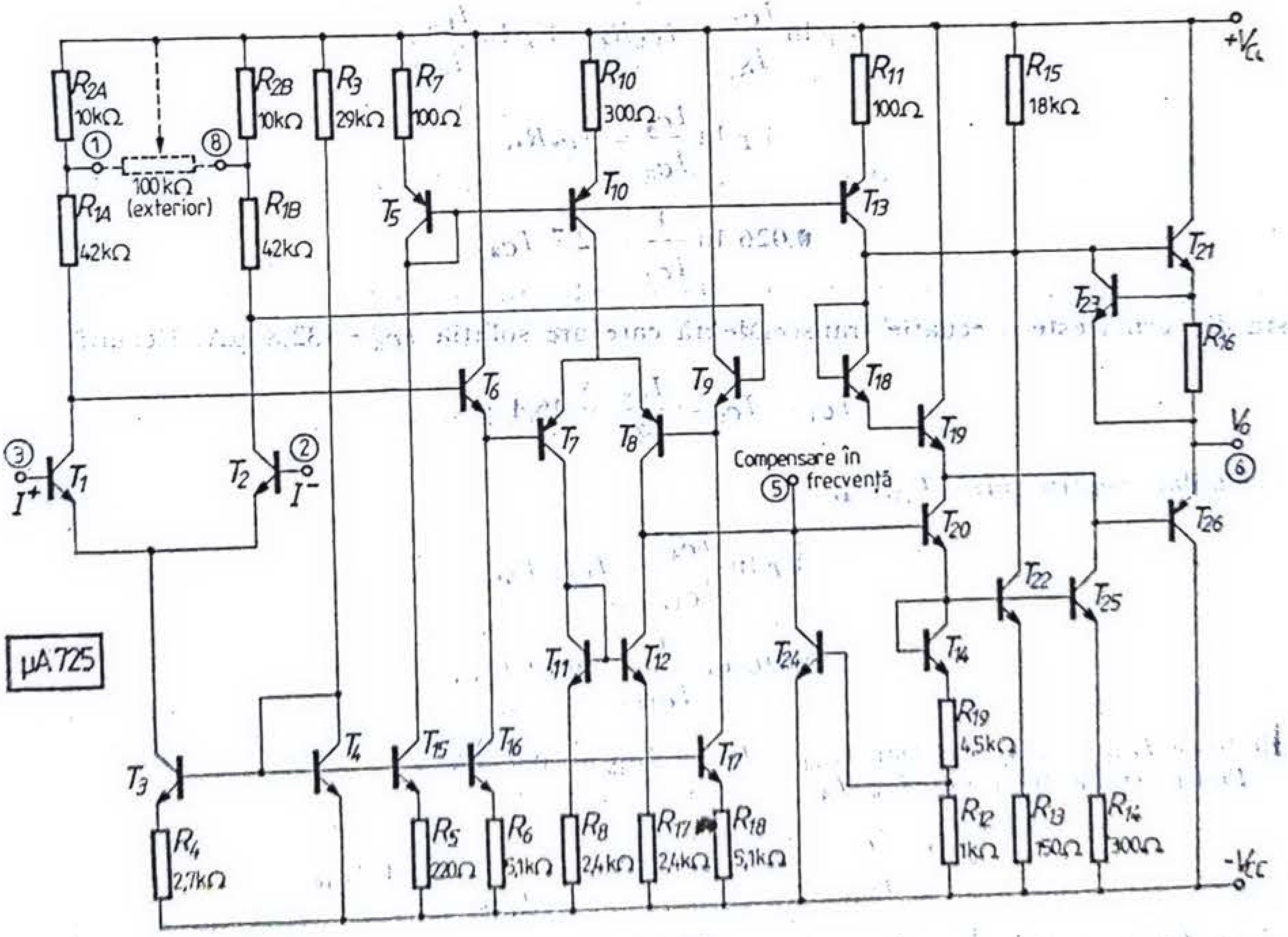



Fig. 3.67.

cu etajul următor se face prin repetoarele pe emitor realizate cu tranzistoarele $T_6$ și $T_7$, avînd un rol de separare.

Al doilea etaj este tot un etaj diferențial, realizat cu tranzistoarele $T_7$ și $T_8$, avînd drept sarcină oglinda de curent $T_{11}$, $T_{12}$, ceea ce permite trecerea de la intrarea diferențială la o ieșire simplă, între colectorul lui $T_8$ și masă, fără reducerea amplificării. Polarizarea tranzistoarelor $T_7$, $T_8$, $T_{11}$ și $T_{12}$ se face de către sursa de curent $T_5$, $T_{10}$.

Ieșirea din acest etaj se face prin intermediul etajului separator realizat cu $T_{20}$.

Urmează etajul prefinal, alcătuit din tranzistorul $T_{22}$ în conexiunea cu emitorul comun, lucrînd pe rezistența de sarcină $R_{15} = 18$ kΩ.

Etajul final este realizat cu tranzistoarele complementare $T_{21}$ și $T_{26}$, funcționînd în clasă AB. Polarizarea lor se realizează prin intermediul tranzistoarelor $T_{19}$ și $T_{18}$, ultimul în conexiune de diodă, parcurse de curentul furnizat de sursa $T_5$, $T_{13}$ în tranzistorul $T_{25}$.

Schema mai conține două circuite de protecție, realizate cu tranzistoarele $T_{23}$ și $T_{24}$, blocate într-o funcționare liniară. Dacă curentul prin sarcină depășește o anumită limită, aceste tranzistoare se deschid și anume: pentru tensiuni de ieșire pozitive se deschide tranzistorul $T_{23}$, protejînd astfel tranzistorul $T_{21}$. Pentru tensiuni de ieșire negative se deschide tranzistorul $T_{24}$, realizîndu-se astfel protecția tranzistoarelor $T_{20}$, $T_{22}$ și $T_{26}$.

**3.46.** Să se determine curenții de repaus prin tranzistoarele amplificatorului operațional 725, avînd schema din figura 3.67, admițînd că tensiunea de ieșire este 0 V. Se consideră $\beta_n = 250$, $\beta_p = 50$, $V_A = \infty$.

Pentru toate tranzistoarele schemei se consideră $I_S = 10^{-14}$ A, cu excepția tranzistoarelor finale pentru care $I_S = 3I_S$.

*Soluție.* Se observă că valoarea curenților prin tranzistoarele schemei este determinată de curentul prin rezistența $R_3$:

$$I_{R3} = I_{C4}' = \frac{2V_{CC} - V_{BE4}}{R_3} = \frac{30 - 0{,}7}{29} \cong 1 \text{ mA}.$$

Pentru sursa de curent $T_3$, $T_4$ se poate scrie:

$$V_{BE3} + I_{C3}R_4 = V_{BE4},$$

$$V_T \ln \frac{I_{C3}}{I_S} + I_{C3}R_4 = V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_S},$$

$$V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{C3}} = I_{C3}R_4,$$

$$0{,}026 \ln \frac{1}{I_{C3}} = 2{,}7\ I_{C3};$$

aceasta din urmă este o ecuație transcendentă care are soluția $I_{C3} = 32{,}8$ μA. Rezultă

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = 16{,}4 \text{ μA}.$$

Similar, pentru sursa $T_{15}$, $T_4$,

$$V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{C15}} = I_{C15}\ R_5,$$

$$0{,}026 \ln \frac{1}{I_{C15}} = 0{,}22\ I_{C15},$$

obținîndu-se $I_{C15} = 194$ μA. Dar $I_{C13} = I_{C5} = I_{C15} = 194$ μA.

Pentru sursa de curent $T_{16}$, $T_4$:

$$V_T \ln \frac{I_{C4}}{I_{C16}} = R_6 I_{C16}, \quad 0{,}026 \ln \frac{1}{I_{C16}} = 5{,}1\ I_{C16},$$

cu soluția $I_{C16} = 20$ μA. Însă $I_{C6} = I_{C16} = 20$ μA, $I_{C17} = I_{C16} = 20$ μA, $I_{C9} = I_{C17} = 20$ μA.

În cazul sursei $T_{10}$, $T_5$ se poate scrie

$$I_{C5}R_7 + V_{EB5} = I_{C10}R_{10} + V_{EB10},$$

$$V_T \ln \frac{I_{C5}}{I_{C10}} + I_{C5}R_7 = I_{C10}R_{10},$$

$$0{,}026 \ln \frac{0{,}194}{I_{C10}} + 0{,}194 \cdot 0{,}1 = 0{,}3 I_{C10},$$

rezultînd $I_{C10} = 112$ μA și $I_{C7} = I_{C8} = \frac{I_{C10}}{2} = 56$ μA, $I_{C7} = I_{C11} = 56$ μA, $I_{C8} = I_{C12} = 56$ μA.

Deoarece s-a admis $V_o = 0$, se poate determina ușor curentul prin rezistența $R_{15}$:

$$I_{R15} = \frac{V_{CC} - V_{BE21}}{R_{15}} = \frac{15 - 0{,}7}{18} = 0{,}79 \text{ mA} = 790 \text{ μA}$$

și

$$I_{C22} = I_{C13} + I_{R15} = 194 + 790 = 984 \text{ μA}.$$

Scriind ecuațiile

$$V_{BE22} + I_{C22}R_{13} = V_{BE25} + I_{C25}R_{14},$$

$$V_T \ln \frac{I_{C22}}{I_{C25}} + I_{C22}R_{13} = I_{C25}R_{14},$$

$$0{,}026 \ln \frac{0{,}984}{I_{C25}} + 0{,}984 \cdot 0{,}15 = 0{,}3\, I_{C25},$$

se obține $I_{C25} = 543$ μA. Similar

$$V_{BE22} + I_{C22}\, R_{13} = V_{BE14} + I_{C14}(R_{19} + R_{12}),$$

$$V_T \ln \frac{I_{C22}}{I_{C14}} + I_{C22}R_{13} = I_{C14}(R_{19} + R_{12}),$$

$$0{,}026 \ln \frac{0{,}984}{I_{C14}} + 0{,}984\, R_{13} = 5{,}5\, I_{C14},$$

rezultînd $I_{C14} = 42$ μA.

Datorită valorii relativ mari a curenților de colector ai tranzistoarelor $T_{22}$ și $T_{25}$, la calculul curentului $I_{C20}$ se va ține seama de curenții de bază corespunzători:

$$I_{C20} = I_{C14} + \frac{I_{C22} + I_{C25}}{\beta_n} = 48{,}11 \text{ μA};$$

de asemenea,

$$I_{C19} = I_{C20} + I_{C25} = 48{,}11 + 543 = 591{,}1 \text{ μA},$$

$$I_{C18} = \frac{I_{C19}}{\beta_n} = 2{,}36 \text{ μA}.$$

Pentru calculul curenților de repaus ai tranzistoarelor finale se poate utiliza relația (3.44) determinată pentru amplificatorul operațional 741:

$$I_{C21} = I_{C26} = \sqrt{I_{C19} I_{C18}} \cdot \sqrt{\frac{I_{S21} I_{S26}}{I_{S18} I_{S19}}} = 3\sqrt{591{,}1 \cdot 2{,}36} = 112 \text{ μA}.$$

**3.47.** Să se facă analiza funcționării dinamice și să se calculeze amplificarea în tensiune diferențială a amplificatorului operațional 725, avînd schema din figura

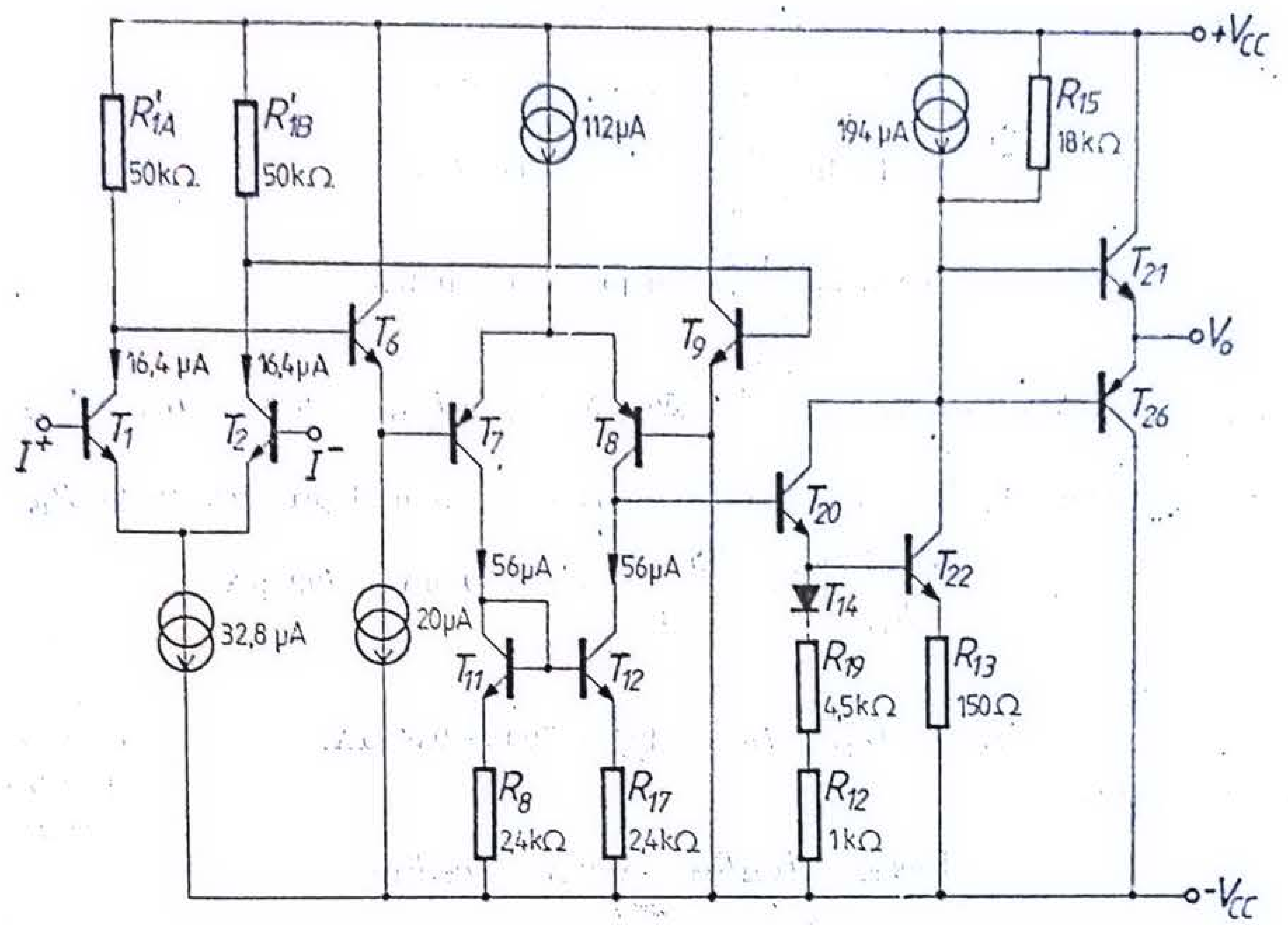



Fig. 3.68.

3.67. Se consideră $\beta_n = 250$, $\beta_p = 50$, $\eta_n = 2 \cdot 10^{-4}$, $\eta_p = 5 \cdot 10^{-4}$, $r_x = 0$, $r_o = r_\mu = \infty$.

Pentru determinarea parametrilor circuitelor echivalente ale tranzistoarelor se vor utiliza valorile curenților de repaus calculate în problema 3.46. Se consideră $R_l = 2$ kΩ.

*Soluție*. Pentru a pune în evidență calea de semnal, schema din figura 3.67 poate fi redesenată ca în figura 3.68, căreia, pentru comandă diferențială la intrare îi corespunde circuitul de semnal mic din figura 3.69 a.

Amplificarea se determină ca fiind produsul amplificărilor etajelor constitutive, fiecare în parte putînd fi caracterizat prin trei mărimi: rezistență de intrare, pantă și rezistență de ieșire, după cum se arată în figura 3.69 b.

Pentru primul etaj:

$$\cdot\ R_{i1} = 2r_{\pi 1} = \frac{2\beta_n}{g_{m1}},$$

$$\cdot\ G_{m1} = g_{m1} = \frac{I_{C1}}{V_T} = \frac{16{,}4 \cdot 10^{-3}}{0{,}026} = 0{,}63\ \text{k}\Omega^{-1},$$

$$\cdot\ R_{o1} \cong R_{1A} + R_{2A} \parallel 50\ \text{k}\Omega \cong 50\ \text{k}\Omega,$$

rezistența de ieșire $r_{o1}$, putînd fi neglijată față de valoarea de 50 kΩ a rezistenței din colectorul tranzistorului.

Pentru al doilea etaj:

$$\cdot\ R_{i2} = 2(r_{\pi 6} + \beta_6 r_{\pi 7}),$$

$$\cdot\ G_{m2} = \frac{\beta_6 \beta_7}{r_{\pi 6} + \beta_6 r_{\pi 7}} \cong \frac{\beta_7}{r_{\pi 7}} = g_{m7} = \frac{I_{C7}}{V_T} = \frac{56 \cdot 10^{-3}}{0{,}026} = 2{,}15\ \text{k}\Omega^{-1}$$

$$\cdot\ R_{o2} = r_{o8} \parallel \left[ r_{o12} \frac{1 + g_{m12} R_{17}}{\dfrac{1 + g_{m12} R_{17}}{\beta_{12}}} \right] \quad \text{(conform relației (1.105))},$$

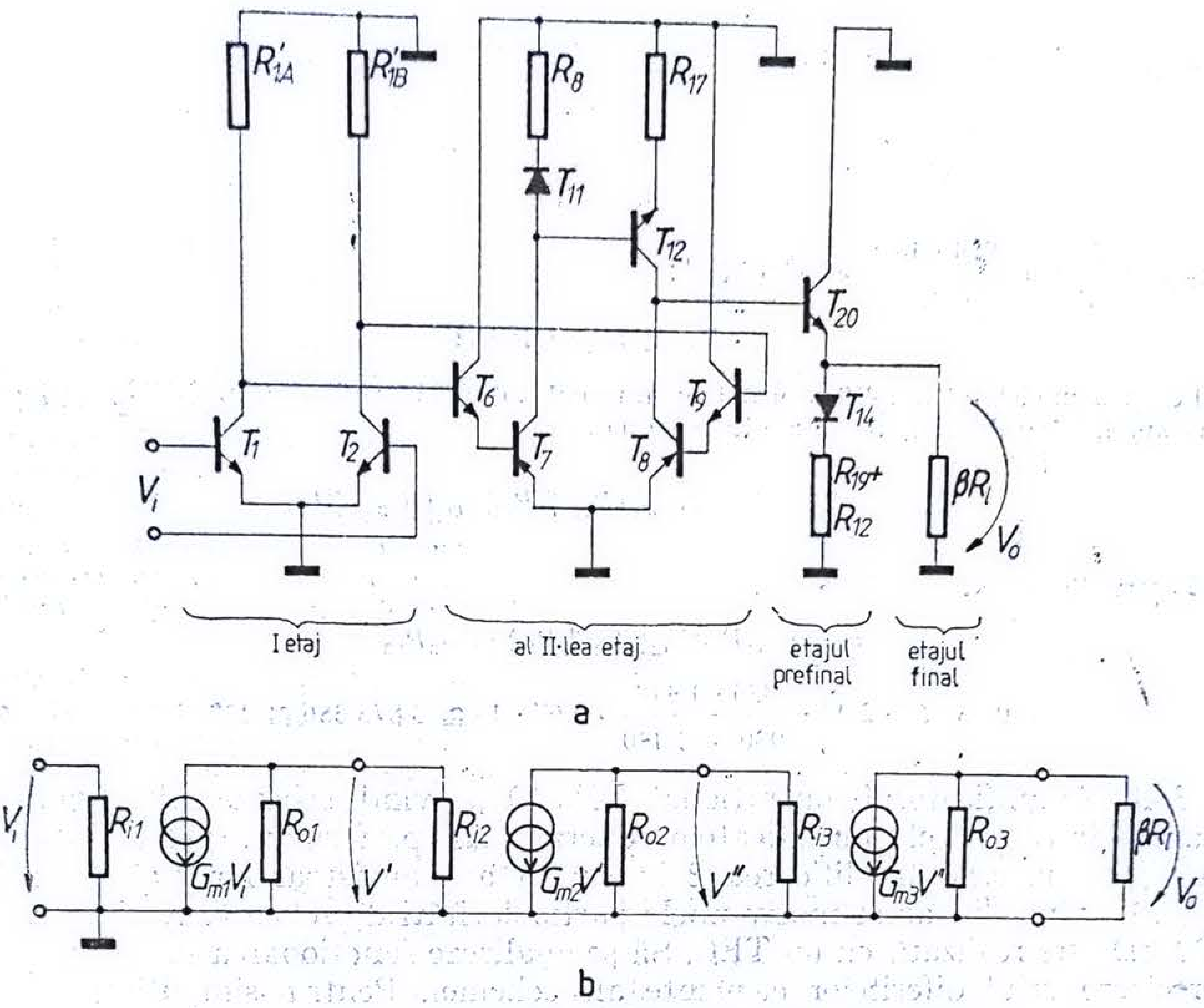



Fig. 3.69.

unde

$$g_{m12} = \frac{I_{C12}}{V_T} = \frac{56 \cdot 10^{-3}}{0{,}026} = 2{,}15\ \text{k}\Omega^{-1},$$

$$r_{o8} = \frac{1}{\eta_p g_{m8}} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-4} \cdot 2{,}15} = 930\,\text{k}\Omega,$$

$$r_{o12} = \frac{1}{\eta_n g_{m12}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} \cdot 2{,}15} = 2\,300\ \text{k}\Omega,$$

rezultînd $R_{o2} = 930 \parallel 2\,300 = 870\ \text{k}\Omega$.

Pentru cel de-al treilea etaj:

$$R_{i3} = r_{\pi 20} + \beta_{20} R_{e20},$$

unde

$$R_{e20} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_{12} + R_{19}} + \dfrac{1}{R_{i22}} + \dfrac{1}{R_{i25}}} =$$

$$= \frac{1}{\dfrac{1}{r_{D14} + R_{12} + R_{19}} + \dfrac{1}{r_{\pi 22} + \beta_{22} R_{13}} + \dfrac{1}{r_{\pi 25} + \beta_{25} R_{14}}};$$

însă

$$r_{D14} = \frac{V_T}{I_{C14}} = 619\ \Omega,\quad r_{\pi 22} = \frac{\beta_{22}}{g_{m22}} = 6{,}61\ \text{k}\Omega,\quad r_{\pi 25} = \frac{\beta_{25}}{g_{m25}} = 12\ \text{k}\Omega,$$

rezultînd $R_{e20} = 5,06$ kΩ. Întrucît $r_{\pi 20} = \frac{\beta_{20}}{g_{m20}} = 135$ kΩ, se obține $R_{i3} = 1,41$ MΩ;

$$\cdot\ G_{m3} \cong \frac{g_{m22}}{1 + g_{m22}R_{13}} = 5,67\ \text{k}\Omega^{-1},$$

unde $g_{m22} = \frac{I_{C22}}{V_T} = \frac{984 \cdot 10^{-3}}{0,026} = 37,8\ \text{k}\Omega^{-1}$;

$$\cdot\ R_{o3} \cong R_{15} = 18\ \text{k}\Omega.$$

Pe baza modelului amplificatorului operațional astfel determinat (fig. 3.69 b) se poate scrie expresia amplificării diferențiale totale în tensiune:

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = G_{m1}R_{o1}G_{m2}(R_{o2} \parallel R_{i3})G_{m3}(R_{o3} \parallel \beta R_l).$$

Pentru $R_l = 2$ kΩ și $\beta R_l \gg R_{o3}$,

$$a_v = G_{m1}R_{o1}G_{m2}(R_{o2} \parallel R_{i3}) \cdot G_{m3}R_{o3} =$$

$$= 0,63 \cdot 50 \cdot 2,15 \cdot \frac{930 \cdot 1\,410}{930 + 1\,140} \cdot 5,67 \cdot 18 \cong 3\,873\,386 \cong 132\ \text{dB}.$$

**3.48.** Amplificatorul operațional LM 101, avînd schema din figura 3.70, este unul dintre primele amplificatoare operaționale performante; el a fost realizat în condițiile în care amplificarea $\beta$ în curent a tranzistoarelor *pnp* laterale era de 5÷10, avînd din acest motiv unele particularități de schemă. Rezistența $R_1 = 300$ kΩ este realizată cu un TEC. Să se analizeze funcționarea sa pe etaje și să se precizeze rolul diferitelor elemente ale schemei. Pentru simplificare, se vor admite toate tranzistoarele *pnp* identice și toate tranzistoarele *npn* de asemenea identice.

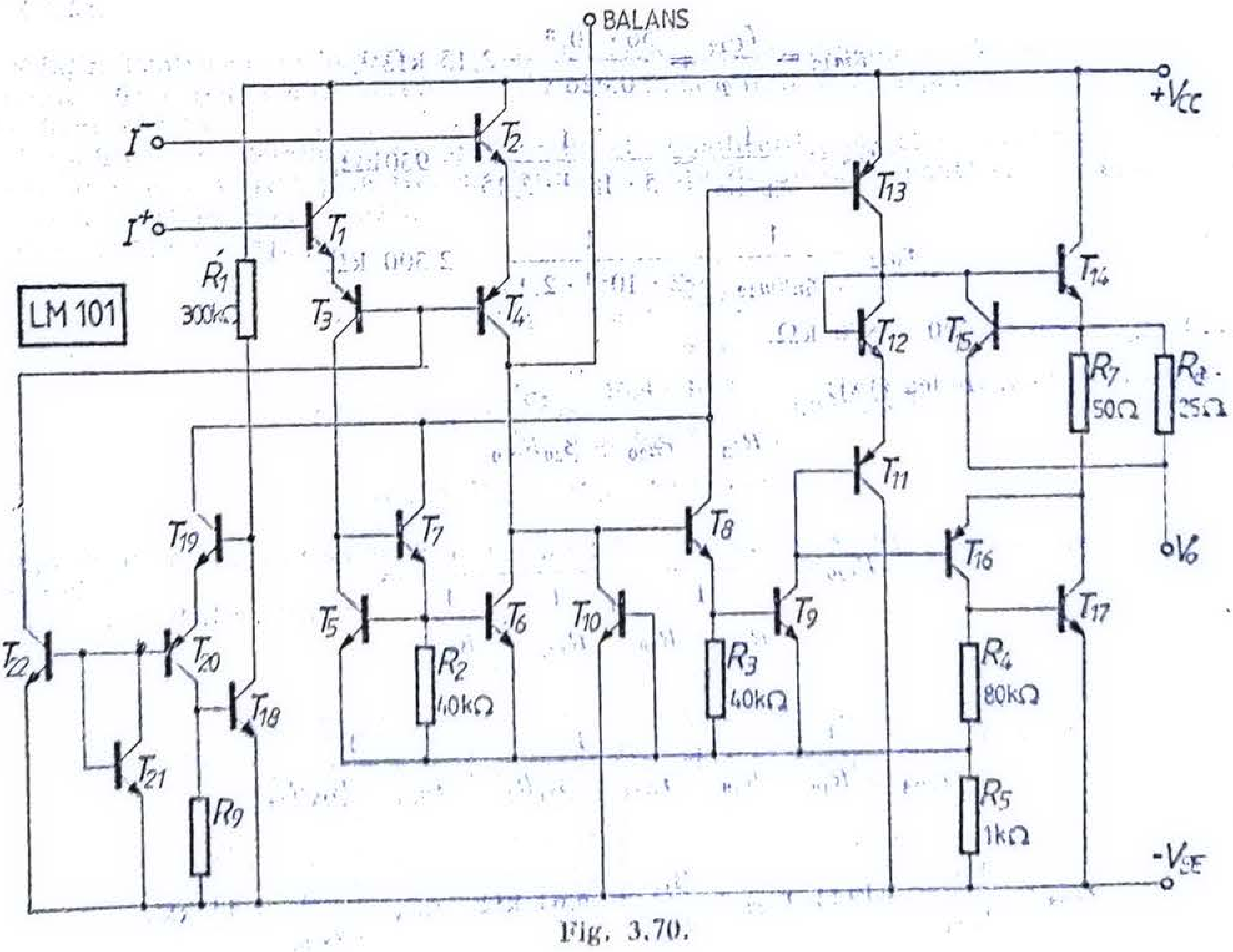



Fig. 3.70.

*Soluție.* Ca structură LM 101 este asemănător amplificatorului µA 741.

*Etajul de intrare* este un etaj diferențial de tip parafază realizat cu $T_1$, $T_2$, $T_3$ și $T_4$, avînd drept sarcină sursa de curent formată de tranzistoarele $T_5$, $T_6$ și $T_7$. Această configurație permite obținerea amplificării integrale a etajului de intrare în condițiile unei ieșiri simple.

Tranzistorul $T_8$, în configurație de repetor, reduce efectul de șuntare al sarcinii active a etajului de intrare de către rezistența de intrare a etajului de amplificare intermediar.

*Etajul de amplificare intermediar* este echipat cu tranzistorul $T_9$, lucrînd în conexiunea cu emitorul comun și avînd drept sarcină activă tranzistorul $T_{13}$.

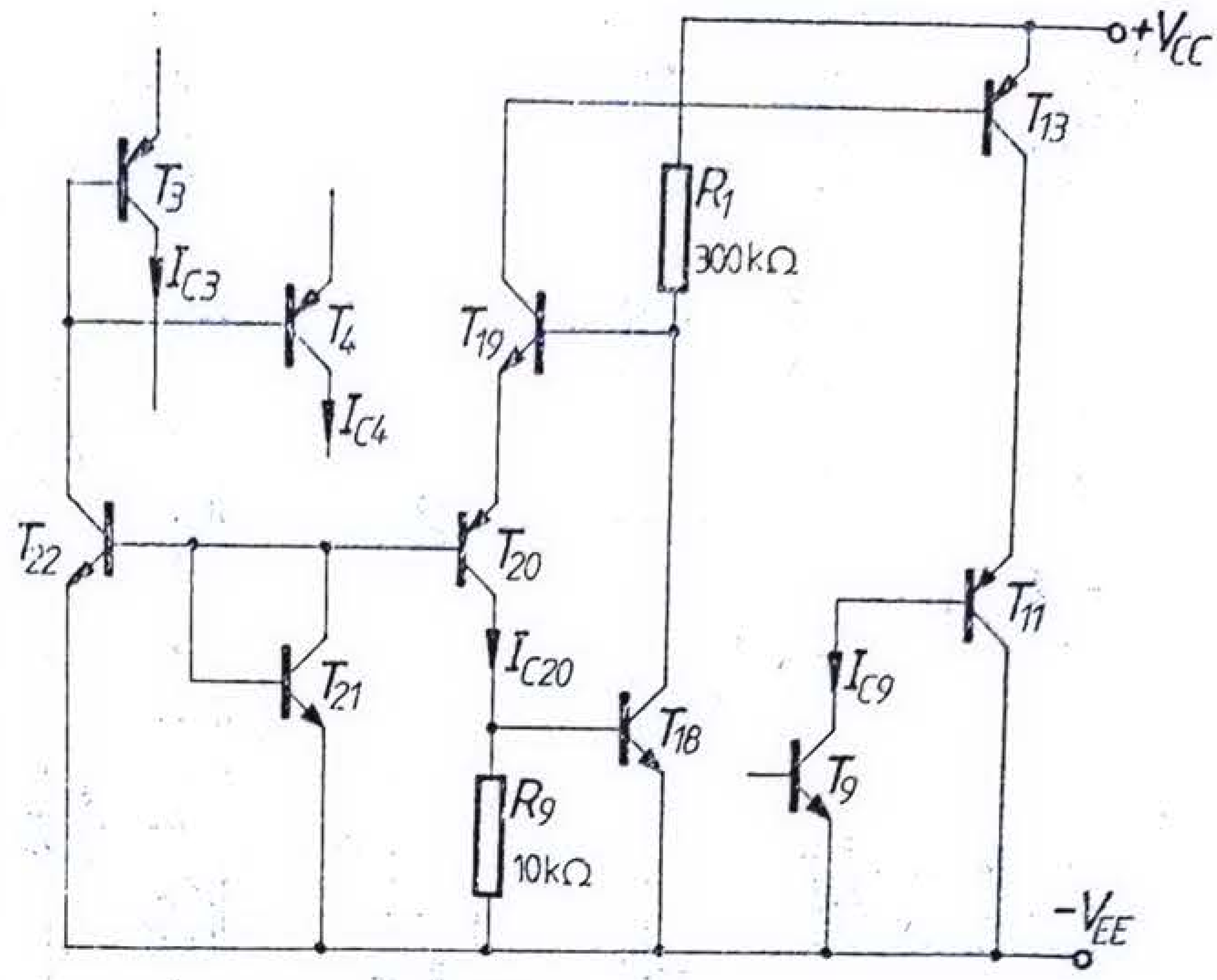


Fig. 3.71.

*Etajul de ieșire* este de tip contratimp. Tranzistoarele $T_{16}$ și $T_{17}$ în configurație Darlington complementară furnizează curentul de ieșire corespunzător semialternanței negative a tensiunii de ieșire. Utilizarea lor în cascadă mărește cîștigul în curent mic al tranzistorului lateral *pnp*, $T_{16}$ (cca 5).

Curentul pozitiv de ieșire este furnizat de tranzistorul final $T_{14}$. Pentru egalizarea cîștigurilor în curent corespunzătoare celor două alternanțe între colectorul lui $T_9$ și baza lui $T_{14}$ s-a introdus tranzistorul $T_{11}$, tot *pnp* lateral ca și $T_{16}$. Modul în care s-a plasat sursa de curent $T_{13}$ asigură polarizarea tranzistorului $T_{11}$. Tranzistorul $T_{12}$, în conexiune de diodă, realizează o prepolarizare a tranzistorului final și deci o reducere a distorsiunilor de trecere.

Pe lîngă tranzistoarele din calea de semnal, circuitul mai conține o serie de circuite de polarizare. Tranzistoarele folosite pentru polarizare sînt desenate separat în figura 3.71. În cazul tranzistoarelor *npn* avînd β mari, curenții de bază pot fi neglijați; rezultă $I_{C19} = I_{C20} = \dfrac{V_{BE18}}{R_9} \cong 60$ µA.

Curentul de bază al lui $T_{20}$ este repetat de $T_{21}$ și $T_{22}$ și apoi aplicat în bazele comune ale tranzistoarelor $T_3$ și $T_4$. Dacă ariile tranzistoarelor $T_{21}$ și $T_{22}$ sînt egale și dacă β ale tranzistoarelor $T_{20}$, $T_3$ și $T_4$ sînt egale, rezultă $I_{C3} + I_{C4} = I_{C20}$.

Curentul $I_{C9}$ este fixat de tranzistoarele $T_{11}$, $T_{13}$, $T_{19}$ și $T_{20}$. Admițînd din nou $\beta_l = \beta_{npn}$ de valoare mare, rezultă

$$I_{C9} = I_{C20} \frac{\beta_{20}+1}{\beta_{20}} \cdot \frac{\beta_{13}}{\beta_{11}+1},$$

deci pentru valori identice ale lui β pentru tranzistoarele *pnp* $I_{C9} = I_{C20}$.

Pentru semialternanța pozitivă protecția la suprasarcină se realizează cu ajutorul tranzistorului $T_{15}$, care se deschide de îndată ce căderea de tensiune pe $R_8$ depășește 0,6 V, limitînd astfel valoarea curentului pozitiv prin sarcină.

Limitarea curentului negativ este întrucîtva mai complicată. Cînd căderea de tensiune pe $R_7$ ajunge la aproximativ 1,2 V, joncțiunea colector-bază al lui $T_{15}$ se deschide. Într-adevăr,

$$V_{CB15} = V_{BE12} + |V_{BE11}| - |V_{BE16} - 1{,}2\ \text{V} = -0{,}6\ \text{V}.$$

După ce se deschide joncțiunea colector-bază a lui $T_{15}$, creșterea suplimentară a curentului de ieșire este furnizată de $T_{11}$. Deoarece $T_{11}$, fiind tranzistor *pnp*, are β foarte mic, curentul de emitor al lui $T$ va crește semnificativ. Acest curent se închide prin $R_5$; de aceea, cînd căderea de tensiune pe $R_5$ ajunge la 0,6 V, tranzistorul $T_{10}$, care este normal blocat, se deschide, limitînd curentul de comandă în baza lui $T_8$ și implicit curentul de ieșire. Acest tip de protecție realizează implicit și protejarea tranzistorului $T_9$.

3.42. Amplificatorul operațional LM 108, avînd schema din figura 3.72, folosește tranzistoare superbeta pentru obținerea unor curenți de intrare foarte mici. Schema simplificată din figura 3.72 folosește două simboluri pentru tranzistoarele *npn*; cele cu baza îngustă ($T_1$, $T_2$ și $T_4$) sînt tranzistoare superbeta avînd

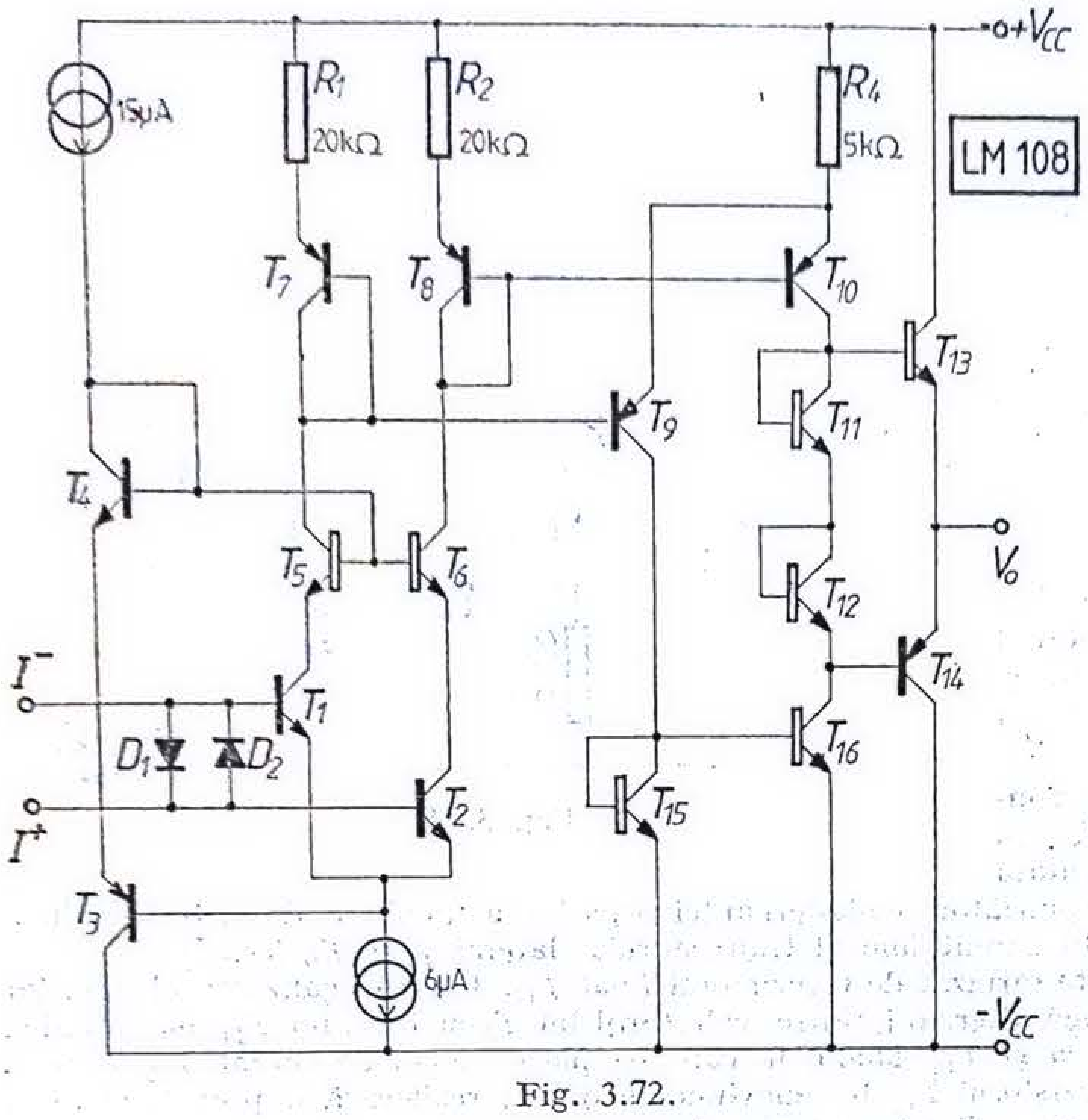



Fig. 3.72.

β de cîteva mii și tensiuni de străpungere coborîte. Cele cu baza îngroșată sînt tranzistoare *npn* convenționale.

Să se analizeze funcționarea schemei și să se precizeze rolul diferitelor elemente.

*Soluție.* Etajul diferențial de intrare, de tip cascod, lucrează la curenți de colector de 3 μA, ceea ce, împreună cu valorile ridicate ale lui β, determină curenți de polarizare mai mici de 1 nA. Pentru a preveni străpungerea tranzistoarelor de intrare, colectoarele lor sînt boot-strapate prin tranzistoarele $T_5$ și $T_6$. Curenții de colector ai tranzistoarelor $T_3$, $T_4$, $T_5$ și $T_6$ sînt suficient de mici pentru ca tranzistoarele de intrare $T_1$ și $T_2$ să lucreze la tensiuni colector-bază apropiate de zero. În acest fel și curentul rezidual colector-bază, care ar fi predominant la temperaturi ridicate, este puternic eliminat. Pentru a preveni străpungerea bază-emitor, care ar putea apărea în condiții de funcționare de semnal mare, între cele două borne de intrare s-au introdus diodele $D_1$ și $D_2$.

Tranzistoarele $T_9$ și $T_{10}$ formează cel de-al doilea etaj de amplificare, avînd o configurație de tip diferențial. Deoarece $R_4 = 5\ k\Omega = R_2/4$, curentul de repaus prin fiecare din aceste tranzistoare este dublul curentului de repaus prin tranzistoarele $T_1$, $T_2$. Sarcina acestui etaj este oglinda de curent $T_{15}$, $T_{16}$, ceea ce permite obținerea amplificării în tensiuni integrale din etaj, în condițiile unei ieșiri simple.

Etajul de ieșire este un etaj convențional, realizat cu tranzistoare complementare în conexiunea cu colectorul comun.

**3.50.** În figura 3.73 s-a desenat schema simplificată a unui amplificator operațional. Se poate considera că sursele de curent au impedanță de ieșire infinită și că etajul final, avînd o amplificare în tensiune unitară, are o impedanță de intrare de asemenea infinită. Se consideră că toate tranzistoarele au $\beta = 100$, $\eta = 5 \cdot 10^{-4}$ și $r_\mu \neq \infty$.

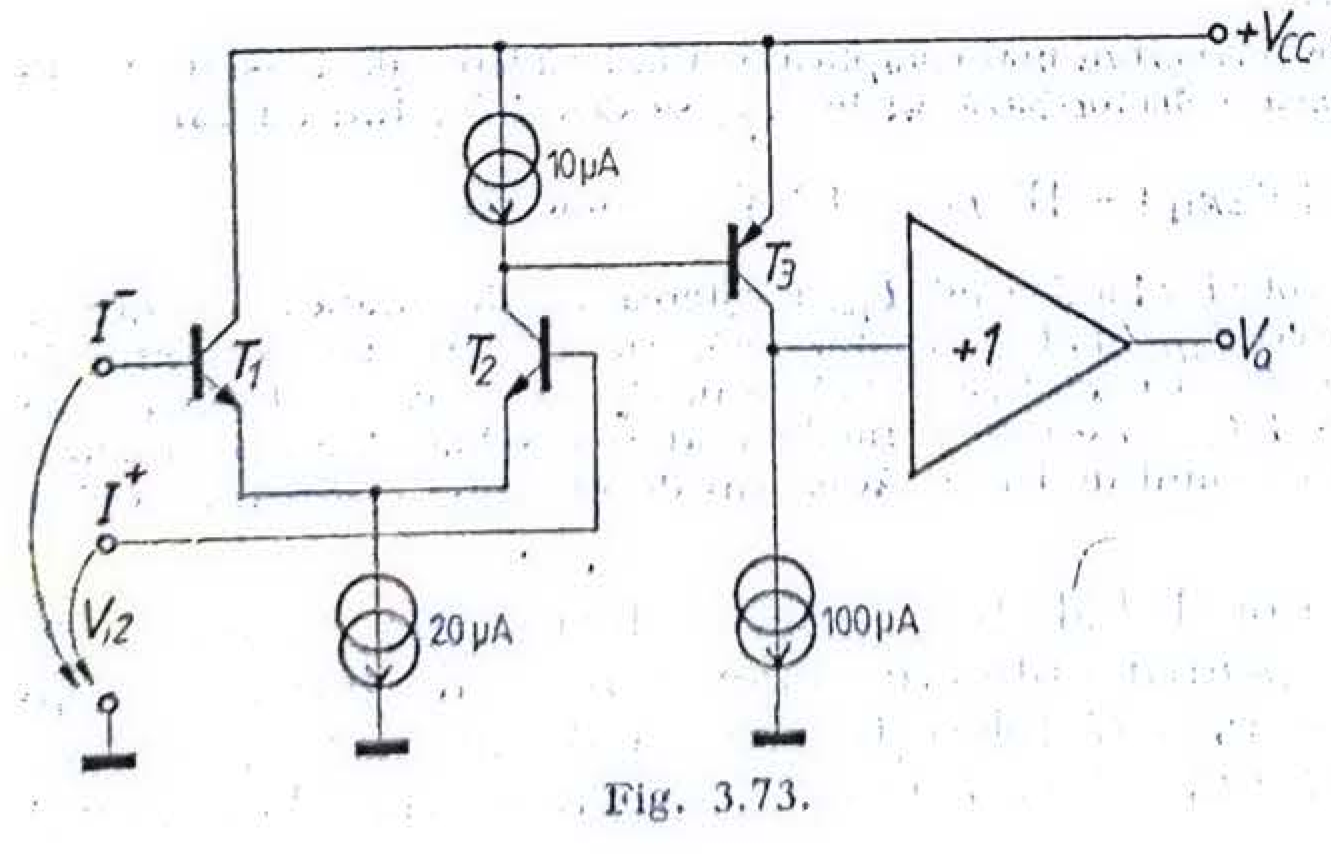



Fig. 3.73.

a. Să se calculeze amplificarea în tensiune diferențială.

b. Cît este tensiunea de intrare de decalaj a amplificatorului, admițînd că cele două tranzistoare de intrare au valori identice pentru $I_S$, iar tranzistorul $T_3$ lucrează în regim activ cu $I_B \neq 0$?

c. Să se determine valoarea factorului de rejecție a modului comun.

d. Să se propună cel puțin trei modificări ale cir-

cuitului (în afară de utilizarea unor tranzistoare mai bune) care să mărească valoarea amplificării în buclă deschisă.

*Soluție*. Curenții de repaus prin tranzistoare sînt $I_{C1} \cong I_{C2} = 10\ \mu A$ și $I_{C3} = 100\ \mu A$, ceea ce permite calculul elementelor circuitului echivalent al tranzistoarelor cu relațiile cunoscute

$$g_m \cong 40\ I_C, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}, \quad r_o \cong \frac{1}{\eta g_m}, \quad r_\mu = \frac{\beta}{\eta g_m};$$

rezultă

$$g_{m1} = g_{m2} = 0{,}4\ \text{mA/V}, \qquad g_{m3} = 4\ \text{mA/V},$$
$$r_{\pi1} = r_{\pi2} = 250\ \text{k}\Omega, \qquad r_{\pi3} = 25\ \text{k}\Omega,$$
$$r_{o1} = r_{o2} = 5\ \text{M}\Omega, \qquad r_{o3} = 0{,}5\ \text{M}\Omega,$$
$$r_{\mu1} = r_{\mu2} = 500\ \text{M}\Omega, \qquad r_{\mu3} = 5\text{e}\ \text{M}\Omega.$$

Amplificarea în tensiune este produsul amplificărilor celor trei etaje: $a_v = a_{v1}a_{v2}a_{v3}$, unde $a_{v3} = 1$.

Etajul al doilea este un etaj cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, avînd ca sarcină o sursă de curent cu impedanța infinită; după cum s-a arătat în problema 1.32, capitolul 1, $a_{v2} = -\frac{1}{\eta}$.

Amplificarea primului etaj este

$$a_{v1} = \frac{V_{c2}}{V_{i2} - V_{i1}} = -\frac{1}{2}\beta \cdot \frac{R_{intr2}}{r_{\pi2}},$$

unde $R_{intr2}$ este rezistența de intrare în cel de-al doilea etaj. Factorul 1/2 s-a introdus pentru a ține seama de ieșirea simplă din etajul diferențial. Așa cum s-a arătat în problema 1.32, rezistența de intrare într-un etaj de amplificare, realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun avînd ca sarcină o sursă de curent ideală este $R_{intr2} = \frac{r_{\pi3}}{2}$, deci

$$a_{v1} = -\frac{1}{4}\frac{\beta}{r_{\pi2}} \cdot r_{\pi3} = -\frac{1}{4} g_{m2} \cdot r_{\pi3} \tag{3.59}$$

și deci

$$a_v = \frac{1}{4}\frac{g_{m2}r_{\pi3}}{\eta} = 5\,000. \tag{3.60}$$

Pentru calculul tensiunii de intrare de decalaj se utilizează figura 3.74. Se observă imediat că

$$I_{C2} = 10\ \mu A + I_{B3} = 10\ \mu A + \frac{100\ \mu A}{100} = 11\ \mu A, \quad I_{C1} = 20 - 11 = 9\ \mu A;$$

însă

$$I_{C2} = I_S e^{\frac{q}{kT}(V_{BE} + \Delta V)}, \quad I_{C1} = I_S e^{\frac{q}{kV}V_{BE}},$$

unde $\Delta V$ reprezintă tensiunea de intrare de decalaj, deci

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{q\Delta V}{kT}}$$

și deci

$$e^{\frac{\Delta V}{26}} = \frac{11}{9}, \quad \Delta V = 26\ \text{mV} \cdot \ln\frac{11}{9} = 5{,}2\ \text{V}.$$

Prin urmare tensiunea de intrare de decalaj, datorată dezechilibrului dintre curenții de colector ai tranzistoarelor de intrare, este de 5,2 mV.

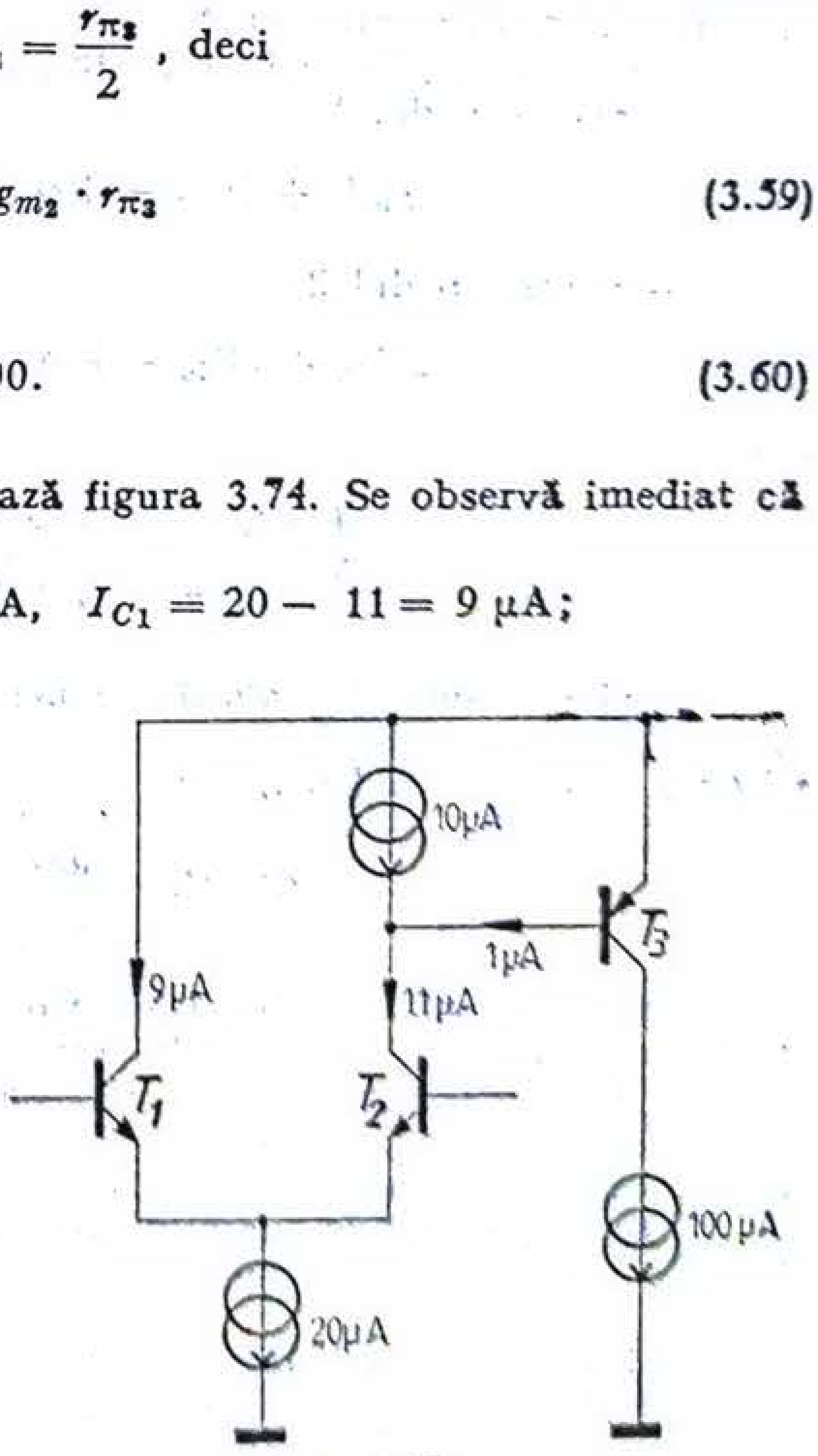


Fig. 3.74.

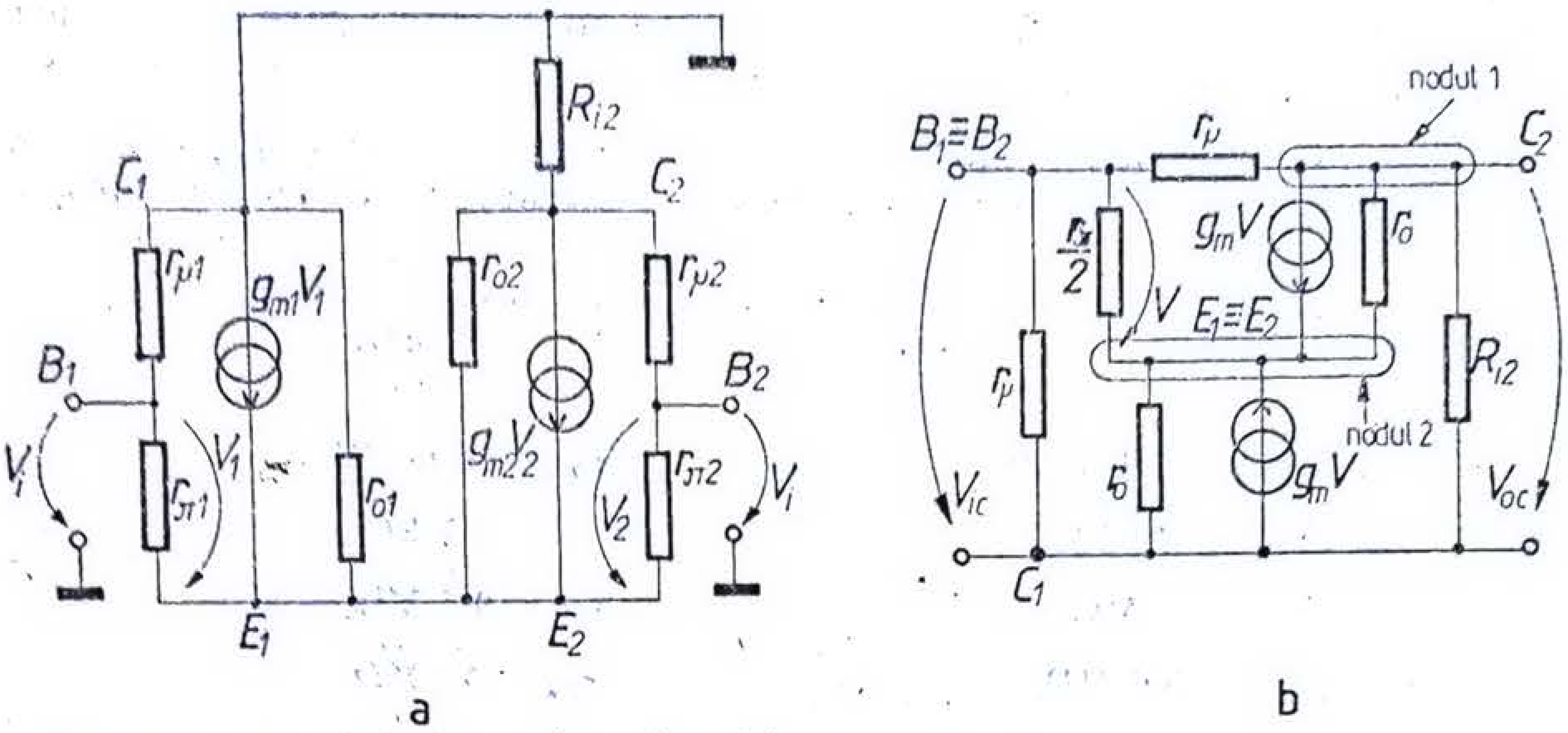



Fig. 3.75.

Ieşirea din primul etaj fiind asimetrică, factorul de rejecţie este $\mathrm{CMRR} = \frac{a_{dd}}{a_{cc}}$, după cum s-a arătat în problema 1.26. Însă $a_{dd} = a_{dd1} \cdot a_{v2} \cdot 1$ şi $a_{cc} = a_{cc1} \cdot a_{v2} \cdot 1$, unde $a_{dd1}$ şi $a_{cc1}$ se referă la primul etaj; deci

$$\mathrm{CMRR} = \frac{a_{dd1}}{a_{cc1}}.$$

Mărimea $a_{dd1}$ fiind calculată anterior (relaţia (3.59)), mai trebuie determinată amplificarea $a_{cc1}$. Pentru aceasta, în figura 3.75, a s-a desenat schema echivalentă completă a etajului de intrare, ţinînd seama că, pentru o excitare de mod comun, cele două baze se leagă între ele; admiţînd tranzistoarele $T_1$ şi $R_2$ riguros identice, schema poate fi redesenată ca în figura 3.75 b.

Scriind ecuaţiile în funcţie de potenţialele la cele două noduri ale schemei, rezultă:

— pentru nodul 1

$$g_mV + (V_{oc} - V_{ic} + V)\,g_o - (V_{ic} - V_{oc})\,g_\mu + V_{oc}G_{i2} = 0,$$

— pentru nodul 2

$$-2Vg_\pi + (V_{ic} - V)g_o - g_mV - g_mV - (V_{oc} - V_{ic} + V)\,g_o = 0,$$

sau

$$\begin{cases} V(g_m + g_o) = -V_{oc}(g_o + g_\mu + G_{i2}) + V_{ic}(g_o + g_\mu), \\ 2V(g_\pi + g_o + g_m) = -V_{oc}g_o + 2V_{ic}g_o. \end{cases}$$

Ţinînd seama de valorile numerice, după efectuarea calculelor, rezultă $a_{cc1} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = -4{,}95 \cdot 10^{-5}$ şi $|a_{cc1}| = 86{,}1$ dB, deci

$$\mathrm{CMRR} = \frac{a_{dd1}}{a_{cc1}} = \frac{2{,}5}{4{,}95} \cdot 10^{+5} = 5 \cdot 10^4 = 94 \text{ dB}.$$

Pentru a mări amplificarea în buclă deschisă, se pot face o serie de modificări în schemă. Astfel, utilizarea unei oglinzi de curent ca sarcină a primului etaj ar dubla valoarea amplificării, compensînd reducerea datorată ieşirii asimetrice din primul etaj.

De asemenea, darlingtonizarea tranzistorului $T_3$ măreşte valoarea amplificării prin mărirea lui $r_{\pi 3}$ echivalent, aşa cum reiese din relaţia (3.60).

În sfîrşit, mărind curentul sursei de 20 μA din primul etaj, creşte panta $g_{m1}$ şi implicit amplificarea. Însă această soluţie micşorează rezistenţa de intrare şi măreşte curentul de polarizare.

**3.51.** Se consideră schema simplificată a unui amplificator operaţional avînd aspectul din figura 3.76, în care $I_{C1} = I_{C2} = 10$ μA, $I_{C3} = 50$ μA, $R_1 \gg r_{\pi 3}$ şi $R_2 = 300$ kΩ. Toate tranzistoarele au $\beta = 100$, $r_x = 100$ Ω, $C_\pi = C_\mu = 10$ pF

(curenţii fiind mici, capacităţile de intrare sînt determinate de capacitatea de barieră)

a. Cît este capacitatea de intrare în baza lui $T_1$, admiţînd baza lui $T_2$ legată la masă?

b. Care este amplificarea diferenţială în tensiune la joasă frecvenţă?

c. Să se calculeze polul dominant de înaltă frecvenţă.

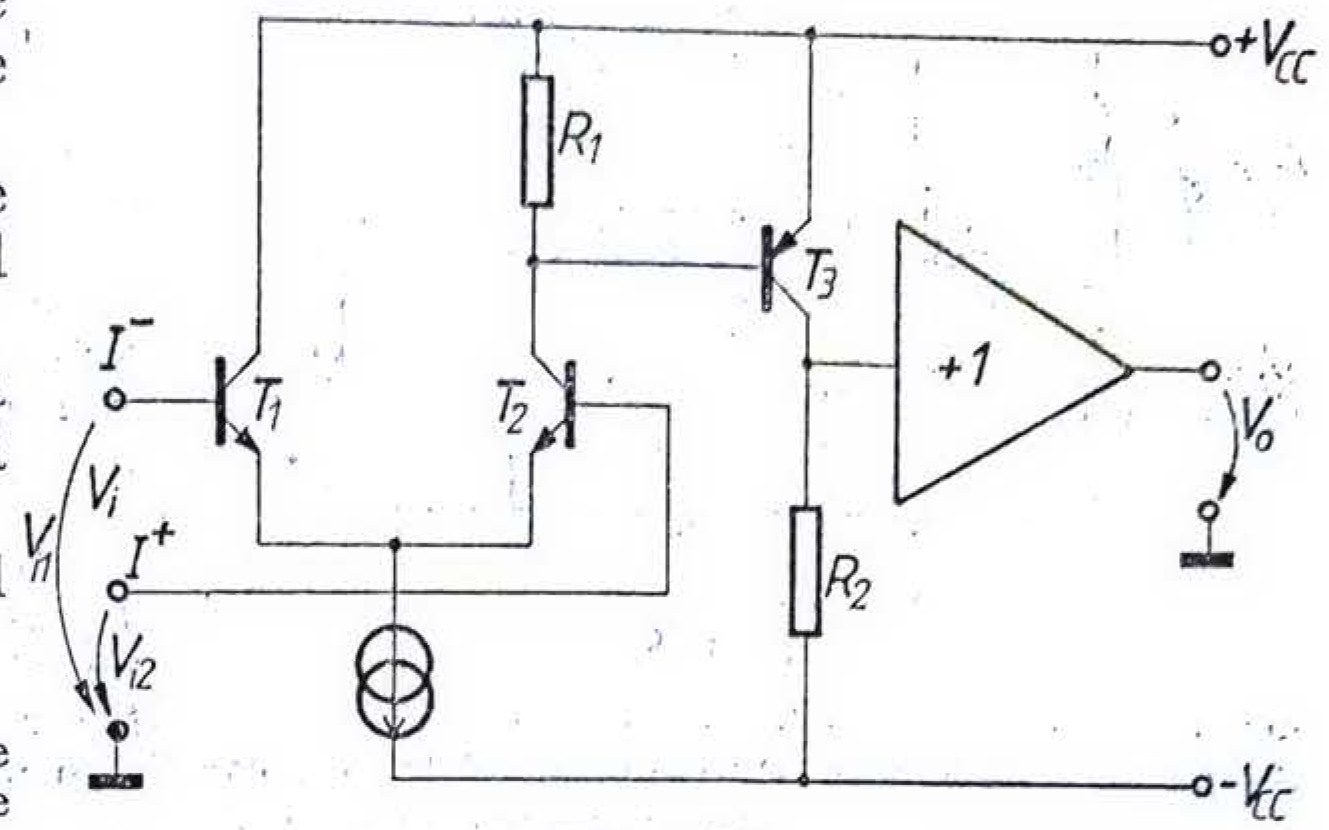


Fig. 3.76.

*Soluţie.* Dacă intrarea $I^+$ este conutată la masă, capacitatea de intrare este

$$C_i = C_{\mu_1} + \frac{C_{\pi 1}}{2} = 10 + 5 = 15 \text{ pF}.$$

Amplificarea în tensiune diferenţială are valoarea

$$a_v = \frac{V_o}{V_{i_2} - V_{i_1}} = \frac{1}{2} g_{m1}\beta_3 R_2 = 6 \cdot 10^3.$$

Polul dominant este determinat de tranzistorul $T_3$. Capacitatea totală de intrare în $T_3$ este

$$C_{t3} = C_{\pi 3} + C_{\mu 3}(1 + g_{m3}R_2) = 6\,020 \text{ pF, iar } r_{\pi 3} = \frac{\beta}{g_{m3}} = 50 \text{ k}\Omega;$$

deci $\tau_3 = C_{t3} r_{\pi 3} = 3{,}01 \cdot 10^{-4}$ s, iar polul determinant este

$$p_1 = -\frac{1}{\tau_3} = -\frac{10^4}{3{,}01} \text{s}^{-1} = -3\,000 \text{ s}^{-1},$$

căruia îi corespunde o frecvenţă limită superioară

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{|p_1|}{2\pi} = 500 \text{ Hz}.$$

352. În figura 3.77 se prezintă schema simplificată a amplificatorului operaţional BB 3550 realizat prin tehnologie BiFet.

a. Ce rol are tranzistorul $T_4$?

b. Să se facă un calcul aproximativ al amplificării în tensiune diferenţială în funcţie de elementele schemei şi parametrii tranzistoarelor. Pentru simplificare, se vor neglija rezistenţa $r_\mu$ şi rezistenţa de ieşire $r_o$ ale tranzistoarelor bipolare.

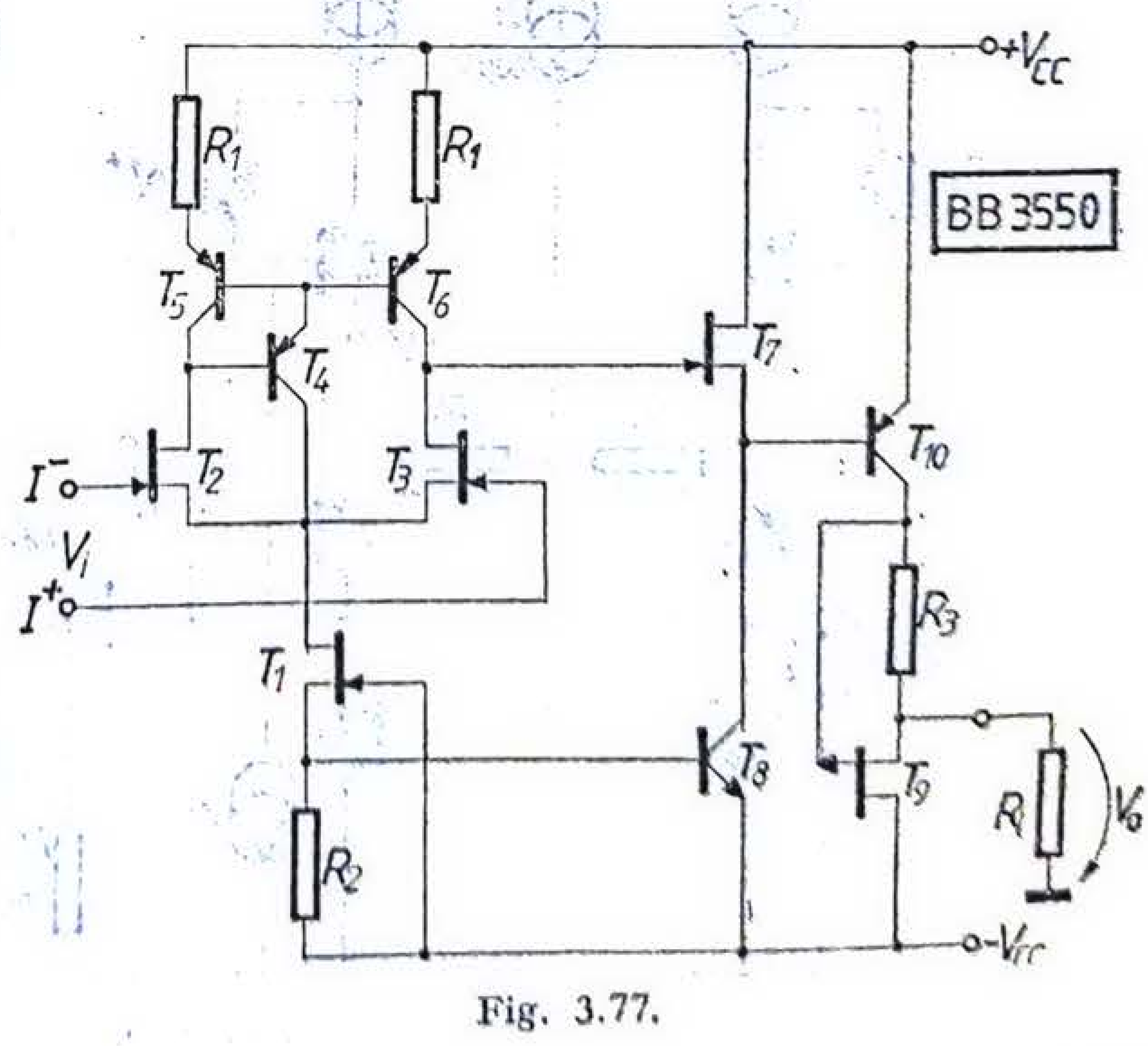


Fig. 3.77.

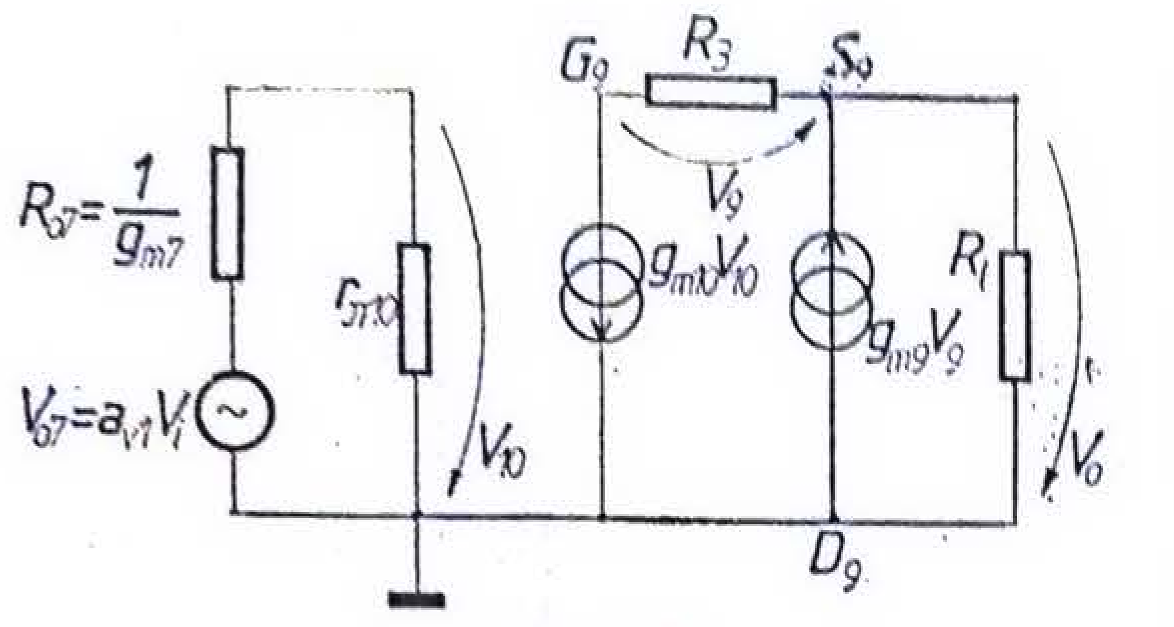



Fig. 3.78.

*Soluție*. Așa cum s-a arătat în problema 1.3, tranzistorul $T_4$ îmbunătățește raportul de oglindire al oglinzii de curent $T_5$, $T_6$, $T_4$, reprezentînd sarcina etajului diferențial de intrare.

Deoarece încărcarea primul etaj, de către rezistența de intrare în repetorul pe sursă realizat cu $T_7$, este neglijabilă, rezultă că amplificarea în tensiune a primului etaj este $a_{v1} = g_{m3} \cdot r_{ds3}$.

Repetorul pe sursă $T_7$ are o amplificare în tensiune unitară și o rezistență de ieșire $R_{07} = 1/g_{m7}$. Ca urmare, modelul de semnal mic al schemei din figura 3.77 are aspectul din figura 3.78; se observă că etajul de ieșire este de tip totem-pole realizat cu un tranzistor bipolar $T_{10}$ și un tranzistor cu efect de cîmp $T_9$. Atunci

$$V_o = R_l(g_{m9}V_9 - g_{m10}V_{10}),$$

unde $V_9 = -g_{m10}R_3\,V_{10}$ și $V_{10} = \frac{r_{\pi10}}{R_{07} + r_{\pi10}}\,V_{07}$, de unde

$$\frac{V_o}{V_{07}} = -\frac{\beta R_l}{R_{07} + r_{\pi10}}\,(g_{m9}R_3 + 1),$$

sau, ținînd seama că $V_{07} = a_{v1}V_i = g_{m3}r_{ds3}V_i$, se obține

$$a_v = \frac{V_o}{V_i} = g_{m3}r_{ds3}\,\frac{\beta R_l}{\dfrac{1}{g_{m7}} + r_{\pi10}}\,(g_{m9}R_3 + 1).$$

**3.53.** Figura 3.79 reprezintă schema simplificată a amplificatorului operațional LM 143. Tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt tranzistoare superbeta avînd $\beta = 5\,000$ și o tensiune de străpungere colector bază de 4 V. Celelalte tranzistoare sînt tranzistoare standard cu $\beta_n = 250$ și $\beta_p = 50$.

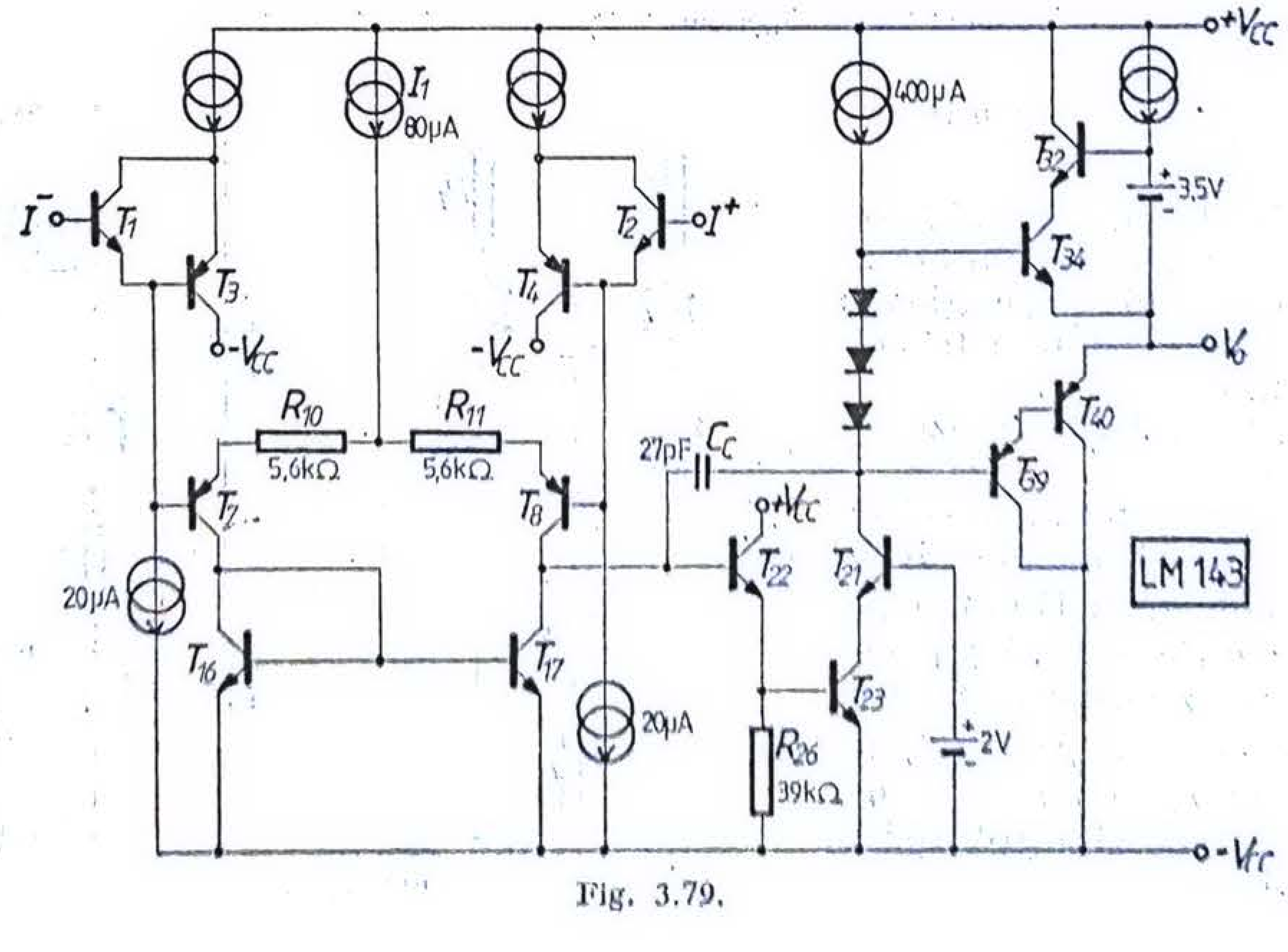



Fig. 3.79.

Să se explice funcţionarea schemei şi rolul diverselor elemente de circuit, ştiind că circuitul este destinat funcţionării la tensiuni de alimentare mari (± 40 V).

*Soluţie.* Tranzistoarele superbeta $T_1$ şi $T_2$, utilizate în etajul de intrare în conexiunea cu colectorul comun, asigură obţinerea unor curenţi de intrare foarte mici şi a unor rezistenţe de intrare mari. Datorită tensiunilor lor de străpungere mici, ele sînt protejate cu ajutorul tranzistoarelor $T_3$ şi $T_4$.

Tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$ comandă etajul diferenţial realizat cu $T_7$ şi $T_8$, lucrînd la un curent static de colector de $80/2 = 40$ μA. Rezistoarele $R_{10}$ şi $R_{11}$ micşorează panta echivalentă a etajului de intrare, ceea ce îmbunătăţeşte slew-rate-ul amplificatorului, aşa cum s-a arătat. Oglinda de curent $T_{16}$, $T_{17}$, folosită ca sarcină pentru primul etaj, permite obţinerea amplificării totale în condiţiile unei ieşiri simple.

Tranzistorul $T_{22}$, lucrînd ca repetor pe emitor, separă etajul de intrare diferenţial de etajul de amplificare intermediar.

Al doilea etaj de amplificare este realizat cu tranzistoarele $T_{23}$ şi $T_{21}$ în conexiune cascod, ceea ce permite funcţionarea acestui etaj la tensiuni de alimentare mari. Pentru obţinerea unei amplificări mari, acest etaj foloseşte drept sarcină sursa de curent constant de 400 μA.

Etajul de ieşire este realizat cu tranzistoare complementare lucrînd în clasă AB. Se utilizează din nou conexiunea cascod pentru tranzistoarele $T_{32}$ şi $T_{34}$ în scopul obţinerii unei valori mari a tensiunii de străpungere.

Pentru o bună funcţionare a schemei, perechea Darlington $T_{39}$, $T_{40}$ trebuie să aibă tensiuni de cca 100 V.

BIBLIOTECA DE FIZICA

*Capitolul 4*

# RĂSPUNSUL ÎN FRECVENȚĂ ȘI STABILITATEA CIRCUITELOR CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

## INTRODUCERE TEORETICĂ

*Circuitele realizate cu amplificatoare operaționale* utilizează în mod frecvent reacția negativă, datorită avantajelor oferite de aceasta. Pentru a urmări efectul reacției negative asupra răspunsului în frecvență și stabilității circuitelor, se consideră cele două configurații de bază (fig. 4.1). Admițînd că amplificatorul operațional are amplificarea în buclă deschisă $a(j\omega)$, impedanță de intrare infinită și impedanță de ieșire zero, și notînd atenuarea rețelei de reacție

$$f(j\omega) = \frac{Z_r}{Z_r + Z_f}, \tag{4.1}$$

amplificarea în tensiune se poate exprima astfel:

— pentru configurația inversoare

$$A(j\omega) = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{a(j\omega)\,[1 - f(j\omega)]}{1 + a(j\omega)\cdot f(j\omega)}, \tag{4.2}$$

— pentru configurația neinversoare

$$A(j\omega) = \frac{V_o}{V_s} = \frac{a(j\omega)}{1 + a(j\omega)\,f(j\omega)}, \tag{4.3}$$

unde

$$a(j\omega)\cdot f(j\omega) = T(j\omega) \tag{4.4}$$

poartă denumirea de *cîștigul* sau *amplificarea buclei*.

*Analiza stabilității* circuitelor cu amplificatoare operaționale se poate face prin mai multe metode, dintre care se vor prezenta în continuare următoarele două: (1) analiza stabilității din comportarea în frecvență în regim permanent a cîștigului buclei $T(j\omega)$ și (2) metoda locului rădăcinilor.

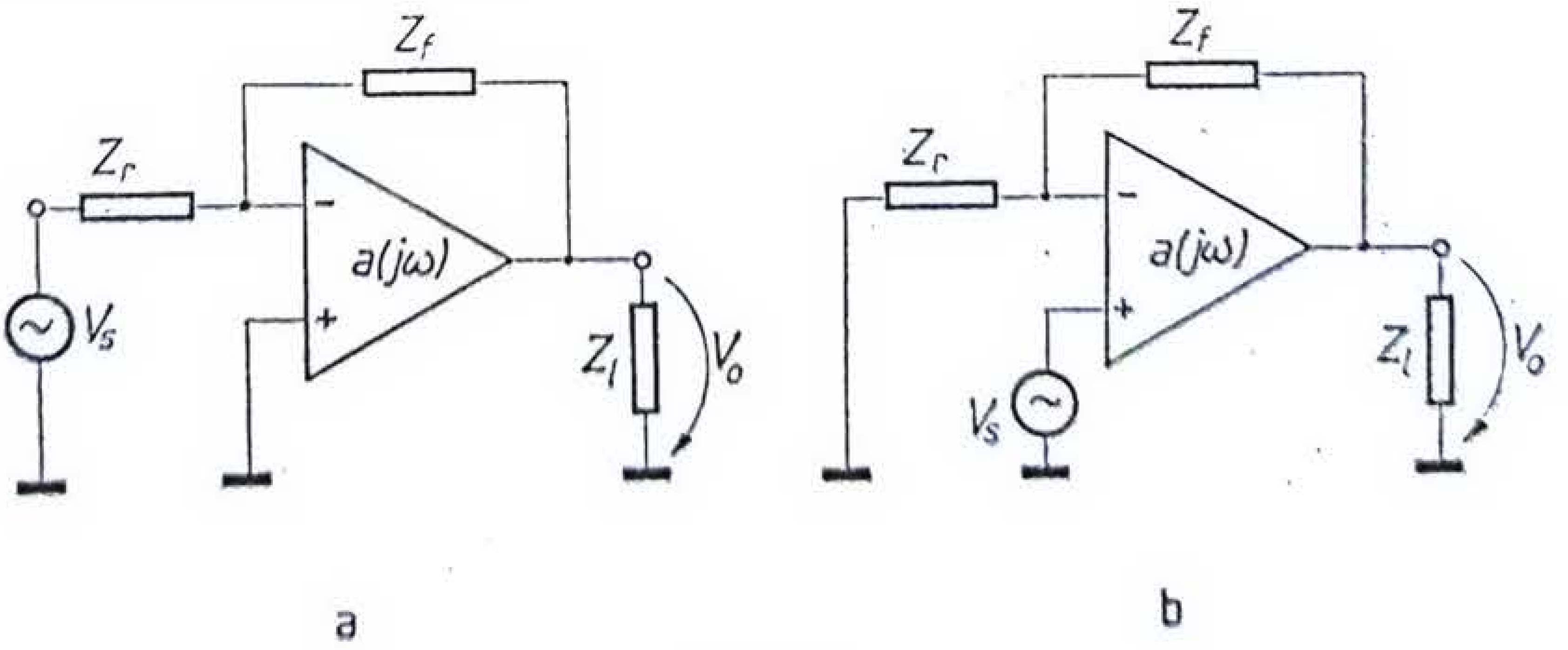



Fig. 4.1.

*Analiza stabilității din comportarea în frecvență în regim permanent a cîștigului buclei $T(j\omega)$.* Din expresiile (4.2) și (4.3) se observă că pentru ambele configurații, dacă faza termenului $a(j\omega)\cdot f(j\omega)$ are valoarea de $-180°$ la o frecvență la care modulul său este egal sau mai mare decît unitatea, circuitul respectiv va oscila. Deci, pentru a aprecia stabilitatea unui circuit, este necesar să se determine modulul termenului $a(j\omega)\cdot f(j\omega)$ corespunzător fazei de $-180°$ și să compare cu unitatea.

Aceasta implică determinarea expresiilor analitice ale lui $a(j\omega)$ și $f(j\omega)$ și descompunerea lor în factori elementari.

Determinarea caracteristicilor de frecvență ale cîștigului buclei, $T(j\omega)$, se face astfel:

— se trasează modulul în decibeli și în faza în grade sau radiani pentru factorii elementari în funcție de logaritmul în baza 10 al frecvenței;

— modulul total în decibeli al lui $T(j\omega)$ se determină prin însumarea algebrică a modulelor factorilor elementari;

— unghiul de fază total se află prin însumarea algebrică a fazelor fiecărui factor al funcției de transfer.

În tabelul 4.1. s-au reprezentat caracteristicile de frecvență pentru cei mai întîlniți factori elementari ai unei funcții de transfer.

Pentru a exprima gradul de apropiere, a unui circuit cu reacție, de limita de stabilitate, se definesc două mărimi:

— rezerva sau marginea de stabilitate în fază

$$\varphi_M = 180^0 + \varphi\,\underline{|T(j\omega)}\ \text{la frecvența la care}\ |T(j\omega)| = 1, \tag{4.5}$$

— rezerva sau marginea de stabilitate în modul

$$T_M = |T(j\omega)|_{dB}\ \text{la frecvența care}\ \varphi\,\underline{|T(j\omega)} = -180^0. \tag{4.6}$$

Pentru ca un circuit să fie stabil trebuie ca

$$\varphi_M > 0° \tag{4.7a}$$

$$T_M < 0[\text{dB}]. \tag{4.7b}$$

*Metoda locului rădăcinilor* constă în trasarea locului geometric parcurs de polii amplificatorului cu reacție în planul $s$ în funcție de cîștigul buclei la joasă frecvență $T_o$.

Deoarece pentru un amplificator cu reacție se poate scrie relația generală

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)\cdot f(s)} = \frac{a(s)}{1 + T(s)},$$

locul rădăcinilor, respectiv locul geometric ai polilor lui $A(s)$, include punctele spațiului complex $s$ care satisface relația

$$1 + T(s) = 0, \tag{4.8}$$

ceea ce reprezintă de fapt două condiții:

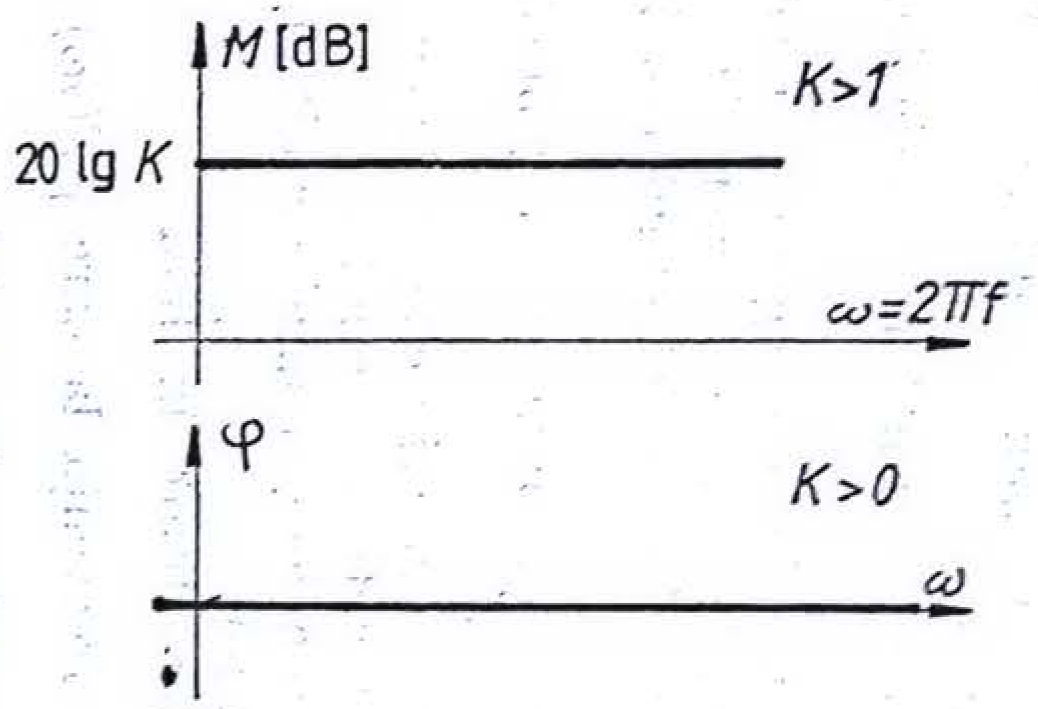
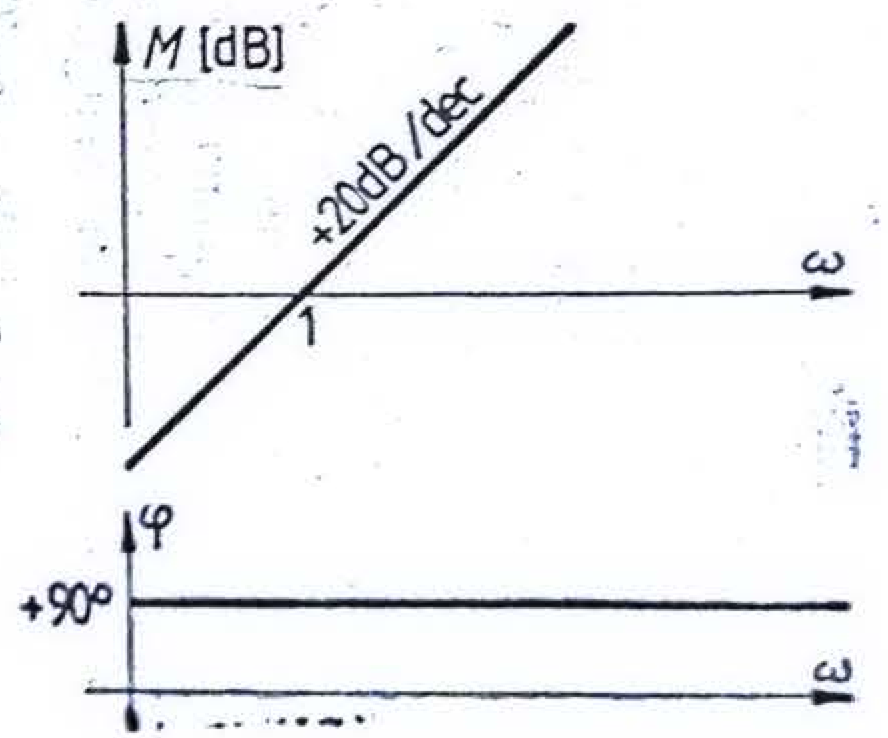
$$\varphi\,\underline{|T(s)} = -180° \tag{4.9a}$$

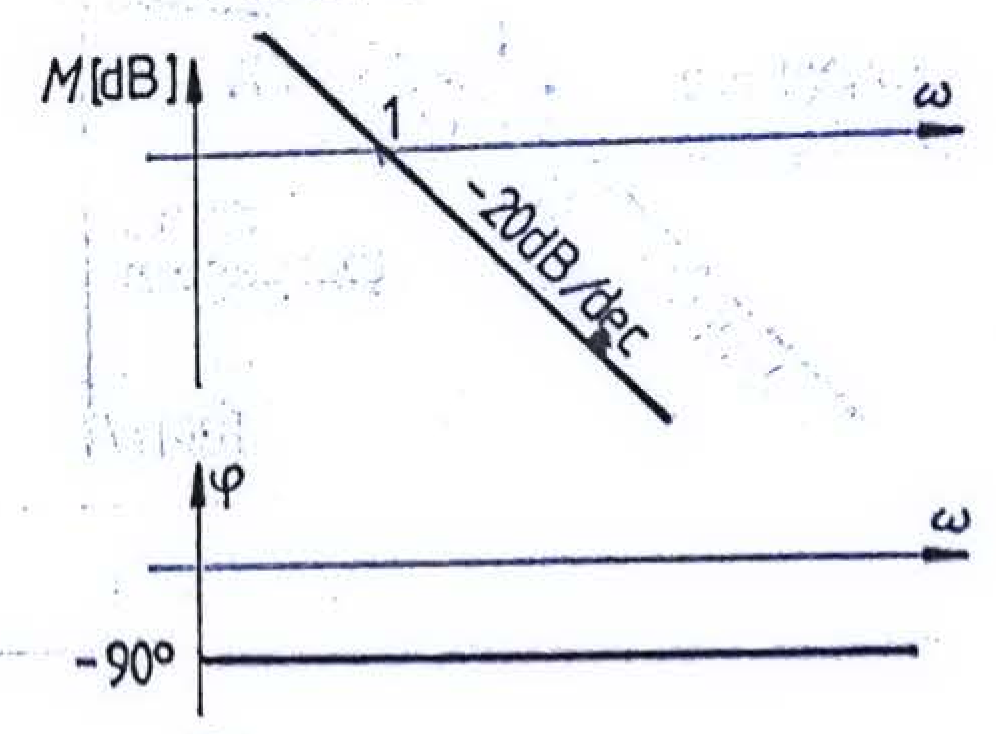
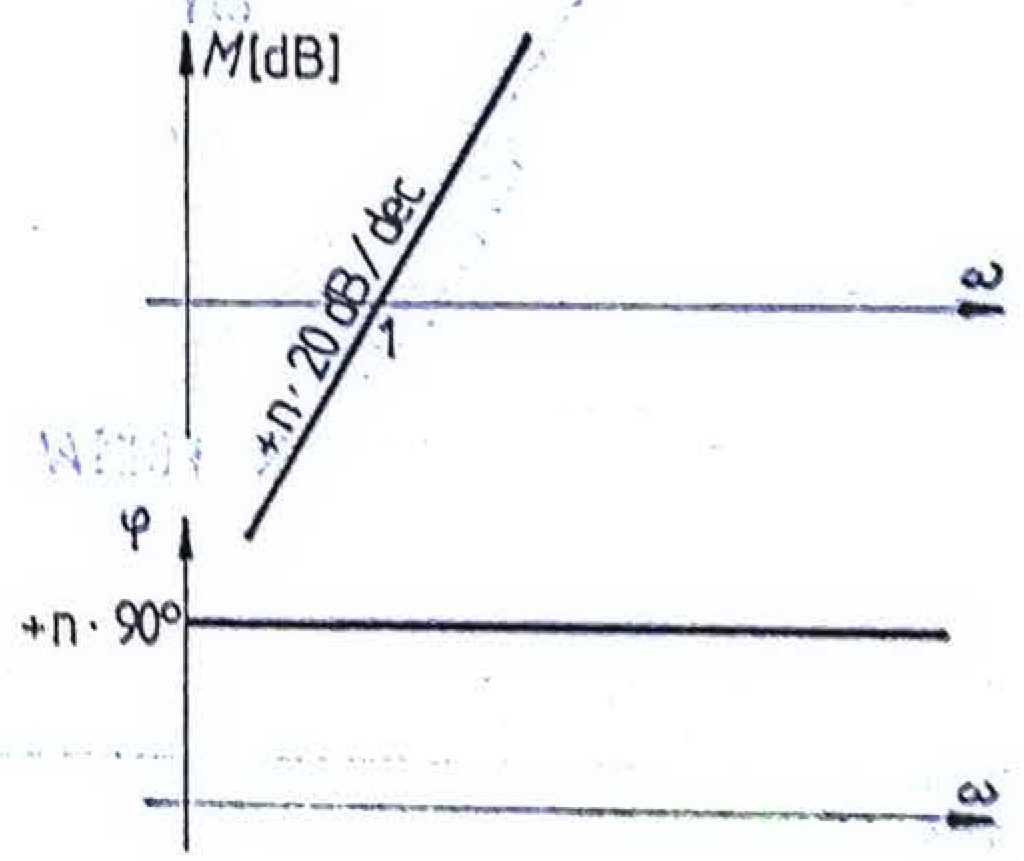
$$|T(s)| = 1. \tag{4.9b}$$

Condiția (4.9a) permite stabilirea unor reguli de trasare rapidă a locului rădăcinilor, în timp ce condiția (4.9b) permite calibrarea locului pentru diverse valori ale lui $T_0$.

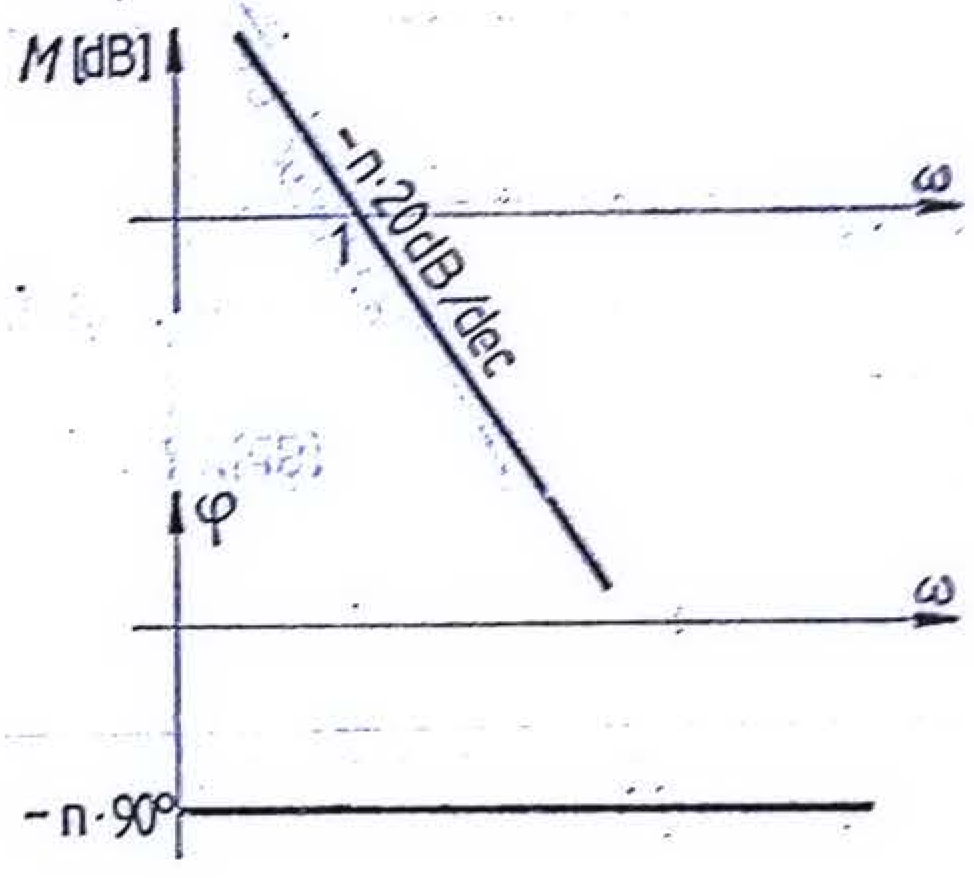
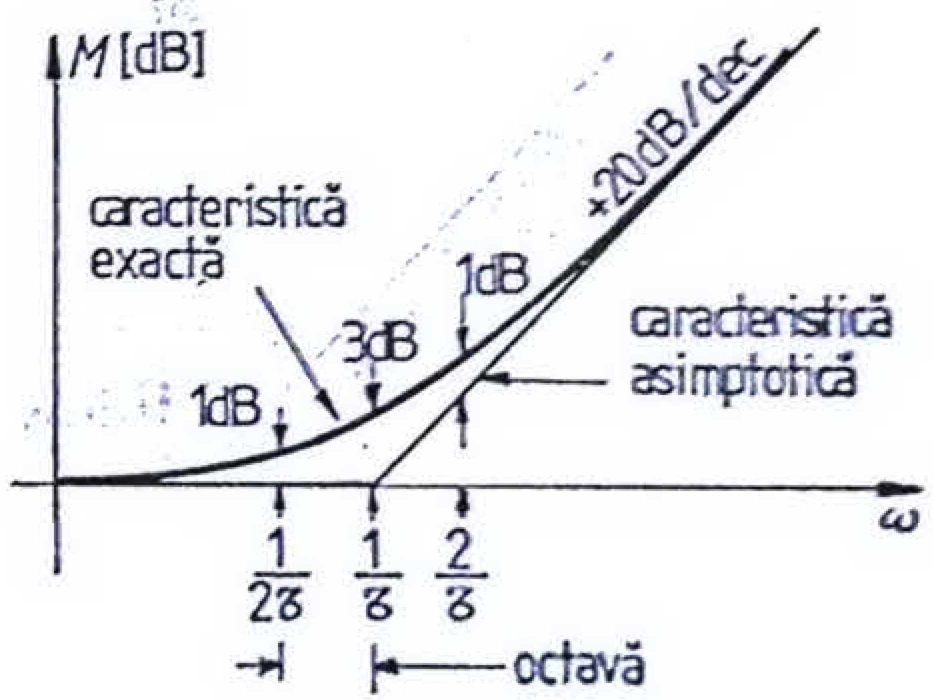
*Tabelul 4.1*

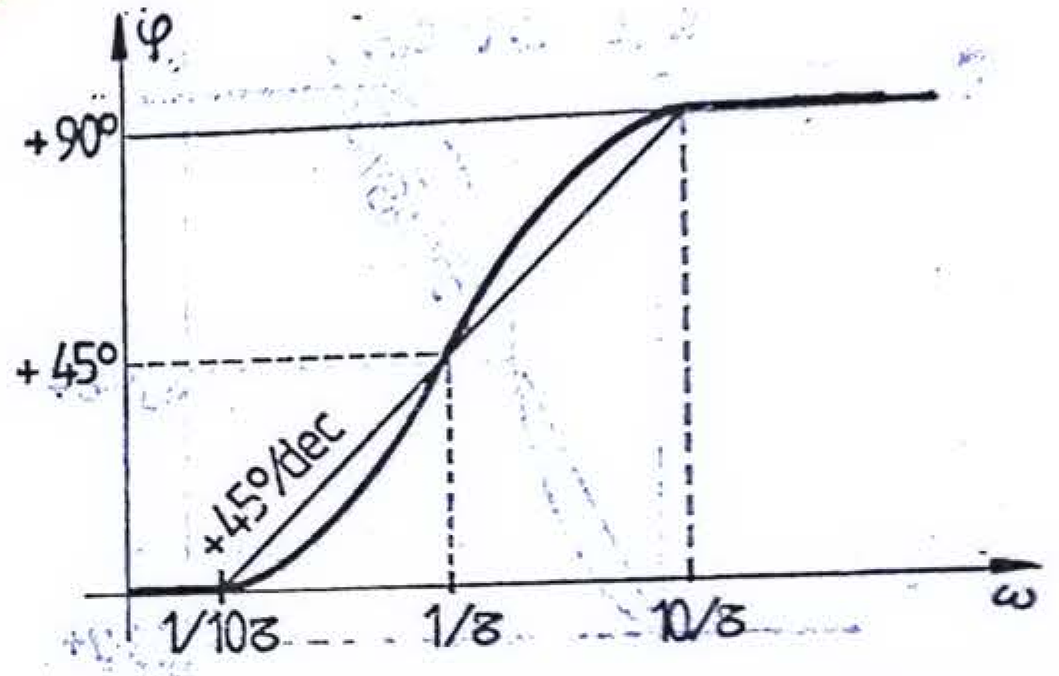
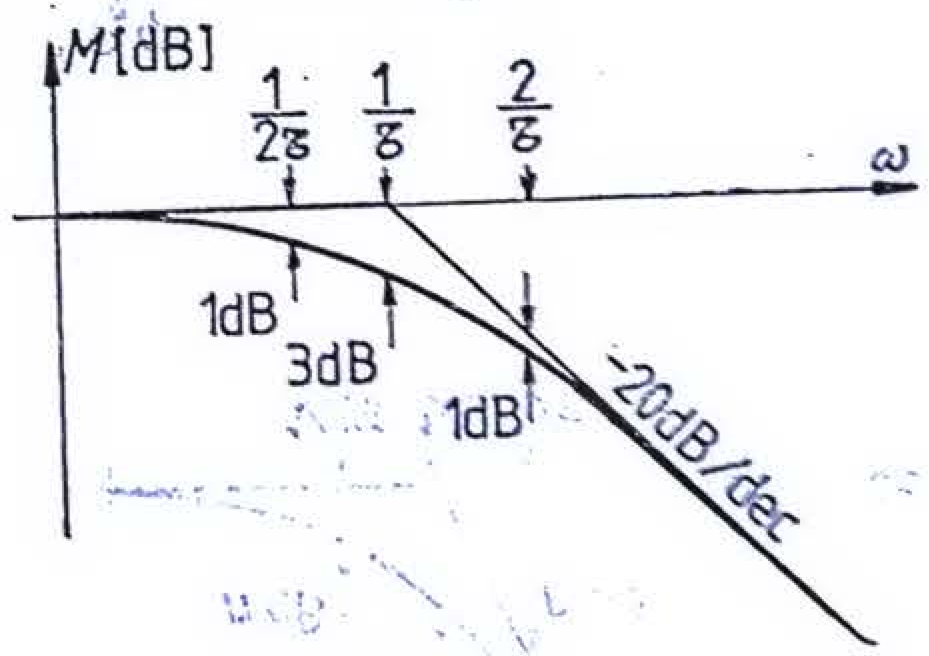
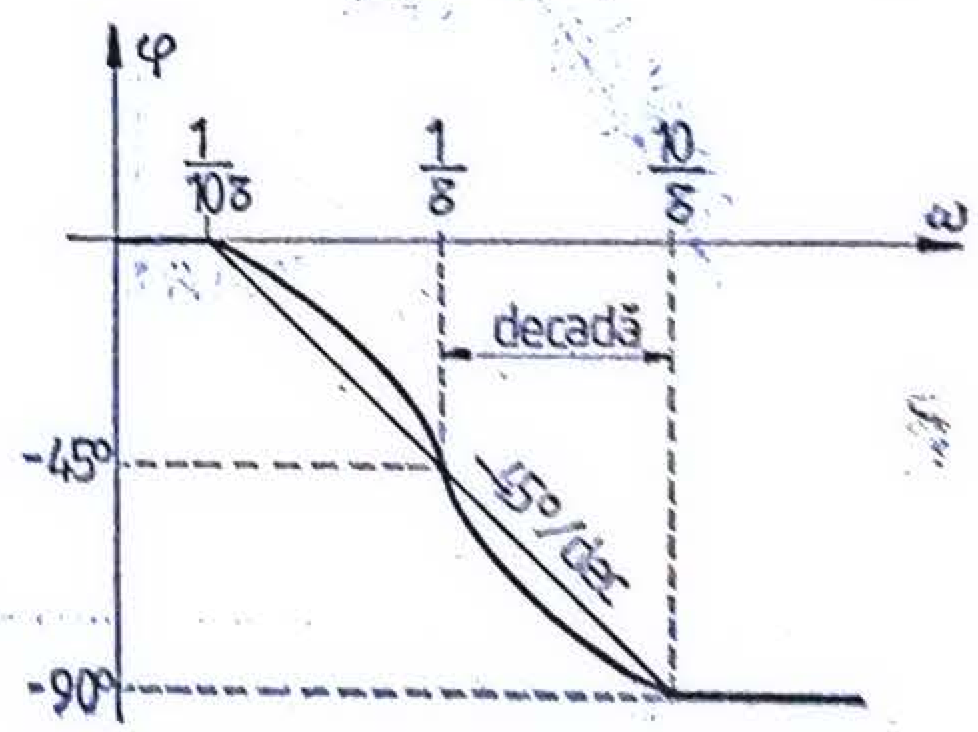
**Caracteristicile de frecvență ale funcțiilor de transfer elementare**

| Nr. crt. | Felul funcției de transfer | Expresia analitică | Caracteristici de frecvență (modul-frecvență, fază-frecvență) |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| 1 | Factor independent de frecvență | $K$ |  |
| 2 | Factor corespunzător unui zero simplu în origine | $j\omega$ |  |

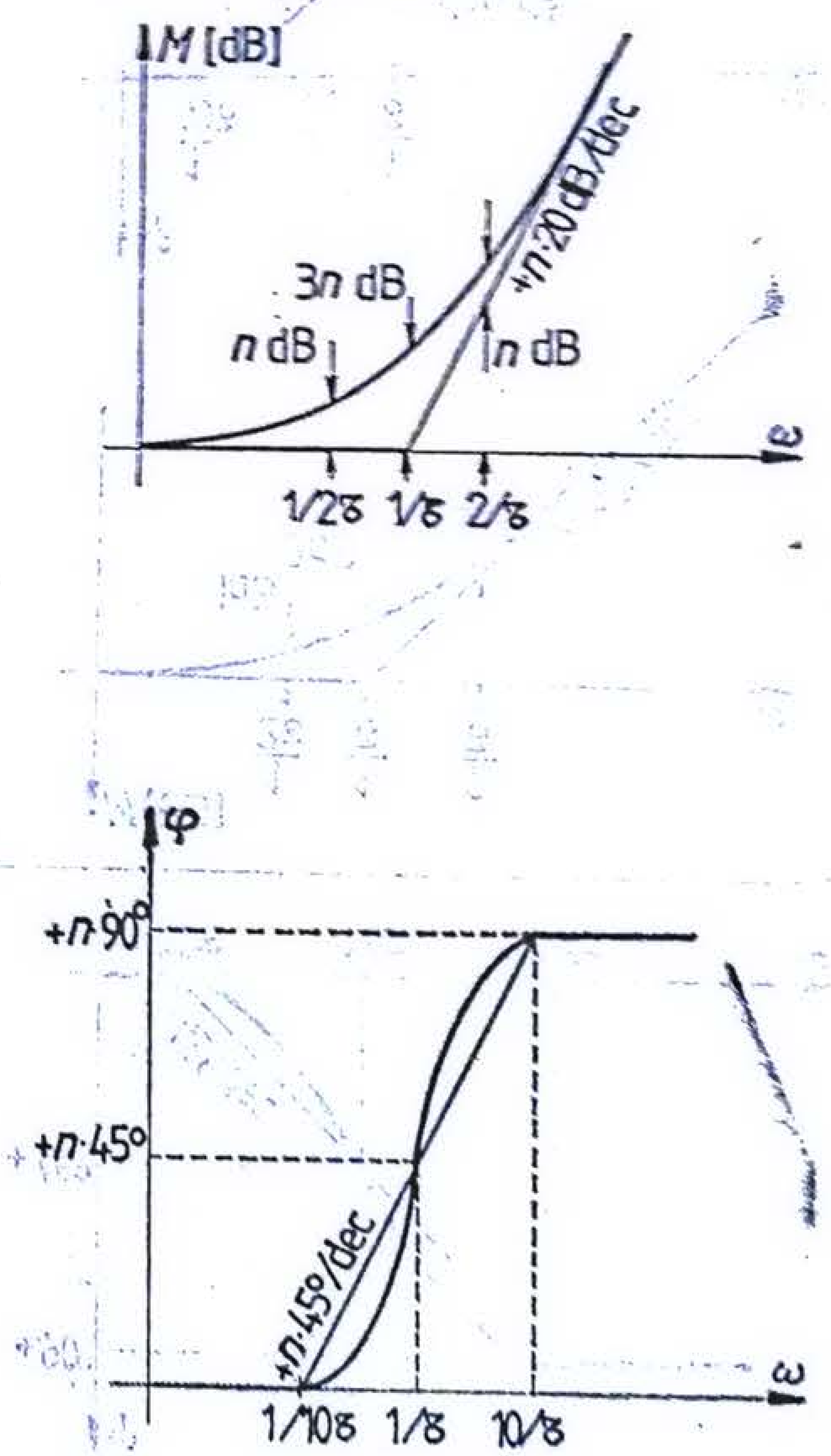
| | | | |
|---|---|---|---|
| 3 | Factor corespunzător unui pol simplu în origine | $\frac{1}{j\omega}$ |  |
| 4 | Factor corespunzător unui zero multiplu în origine | $(j\omega)^n$ |  |

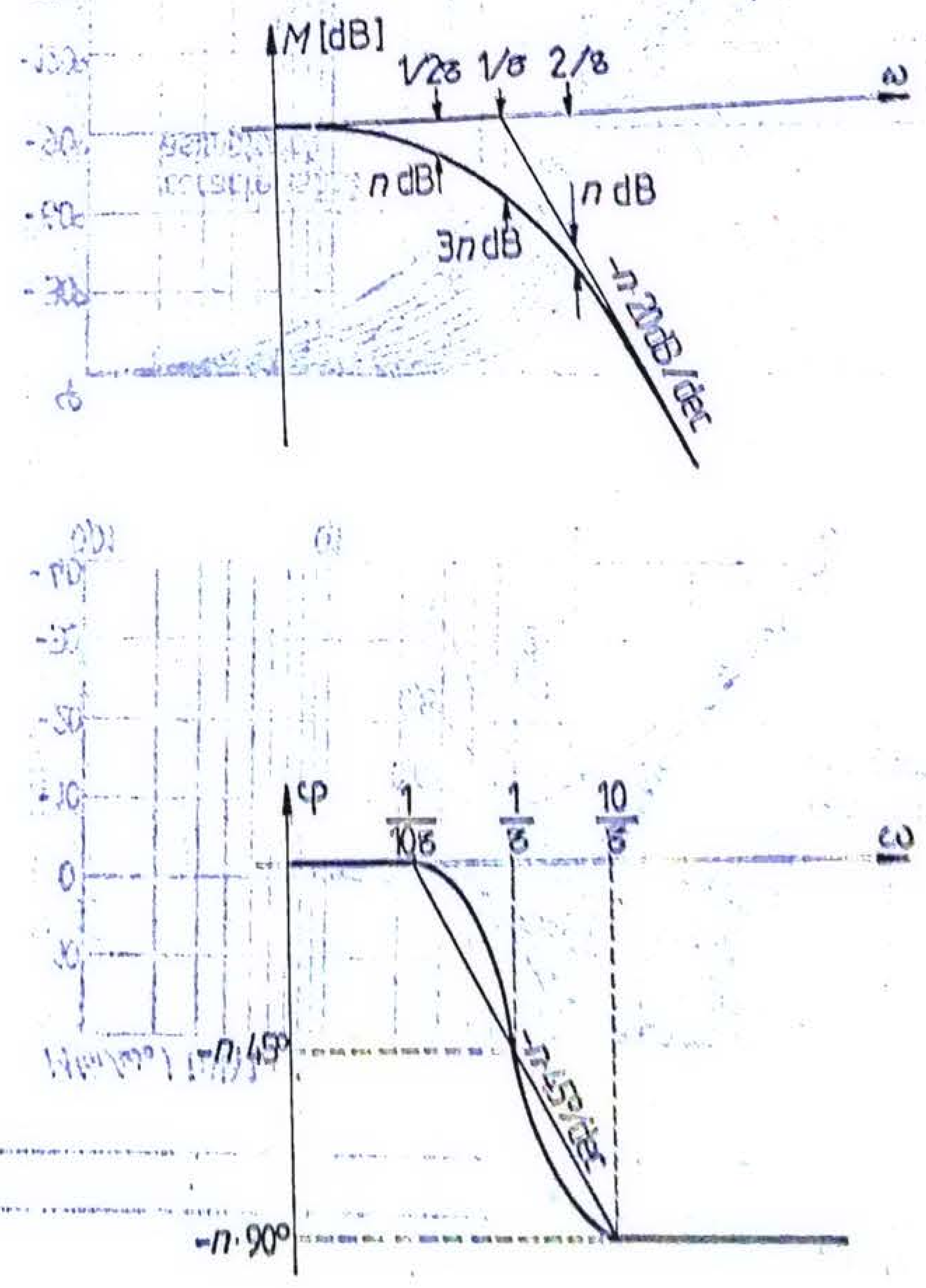
*Tabelul 4.1 (continuare)*

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| 5 | Factor corespunzător unui pol multiplu în origine | $\frac{1}{(j\omega)^n}$ |  |
| 6 | Factor liniar corespun- | $j\omega\tau + 1$ |  |

| | | | |
|---|---|---|---|
| | zător unui zero simplu | $(\tau > 0)$ |  |
| 7 | Factor liniar corespunzător unui pol simplu | $\dfrac{1}{j\omega\tau + 1}$ $(\tau > 0)$ |   |

*Tabelul 4.1* (continuare)

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| 8 | Factor liniar corespunzător unui zero multiplu | $(j\omega\tau + 1)^n$<br>$(\tau > 0)$ |  |

| | | | |
|---|---|---|---|
| 9 | Factor liniar corespunzător unui pol multiplu | $\dfrac{1}{(j\omega\tau+1)^n}$ <br> $(\tau > 0)$ |   |

*Tabelul 4.1* (continuare)

<table>
<tr><th>1</th><th>2</th><th>3</th><th>4</th></tr>
<tr>
<td>10</td>
<td>Factor cuadratic</td>
<td>

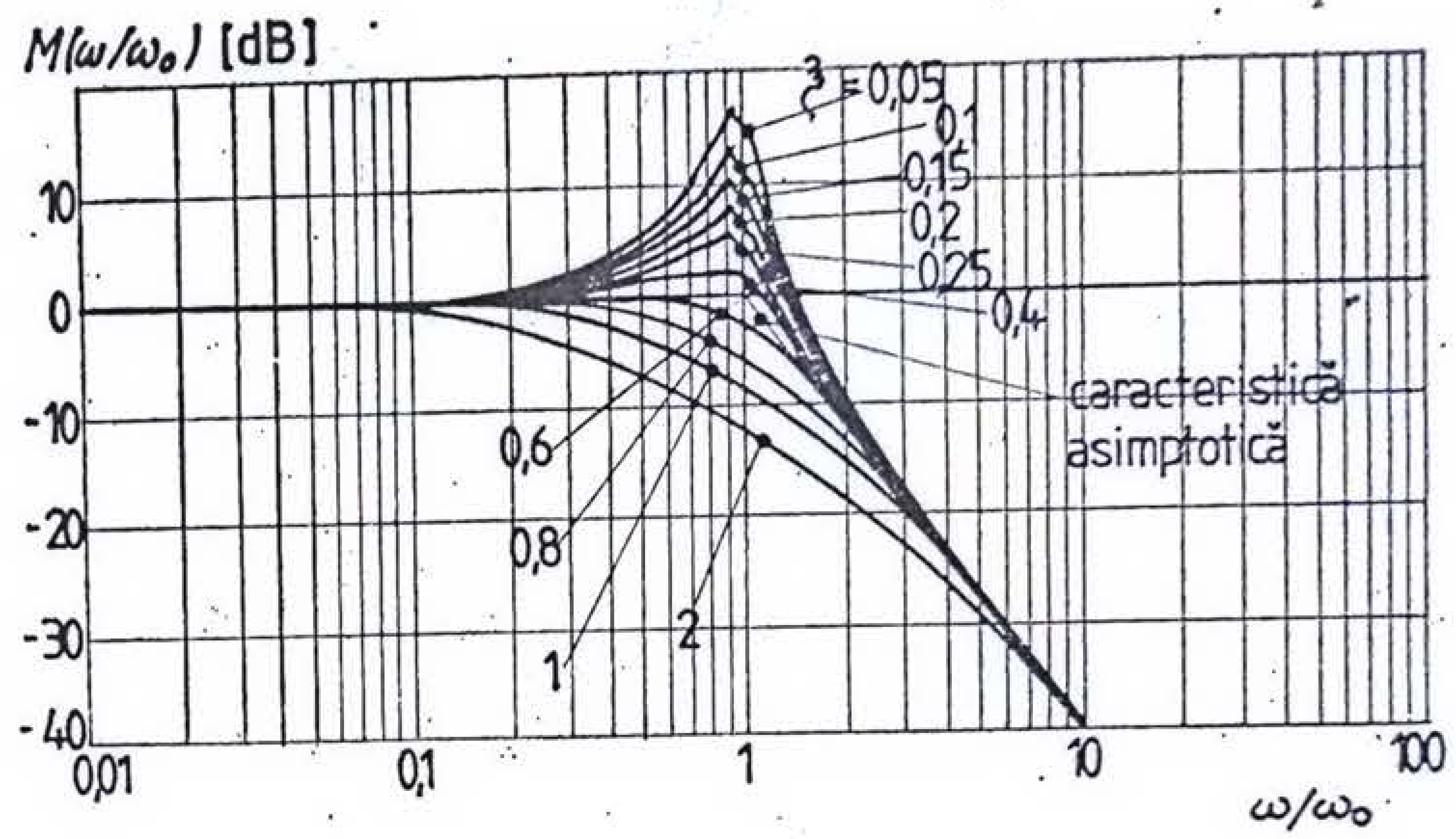
$$\frac{1}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+j2\xi\frac{\omega}{\omega_0}}=$$

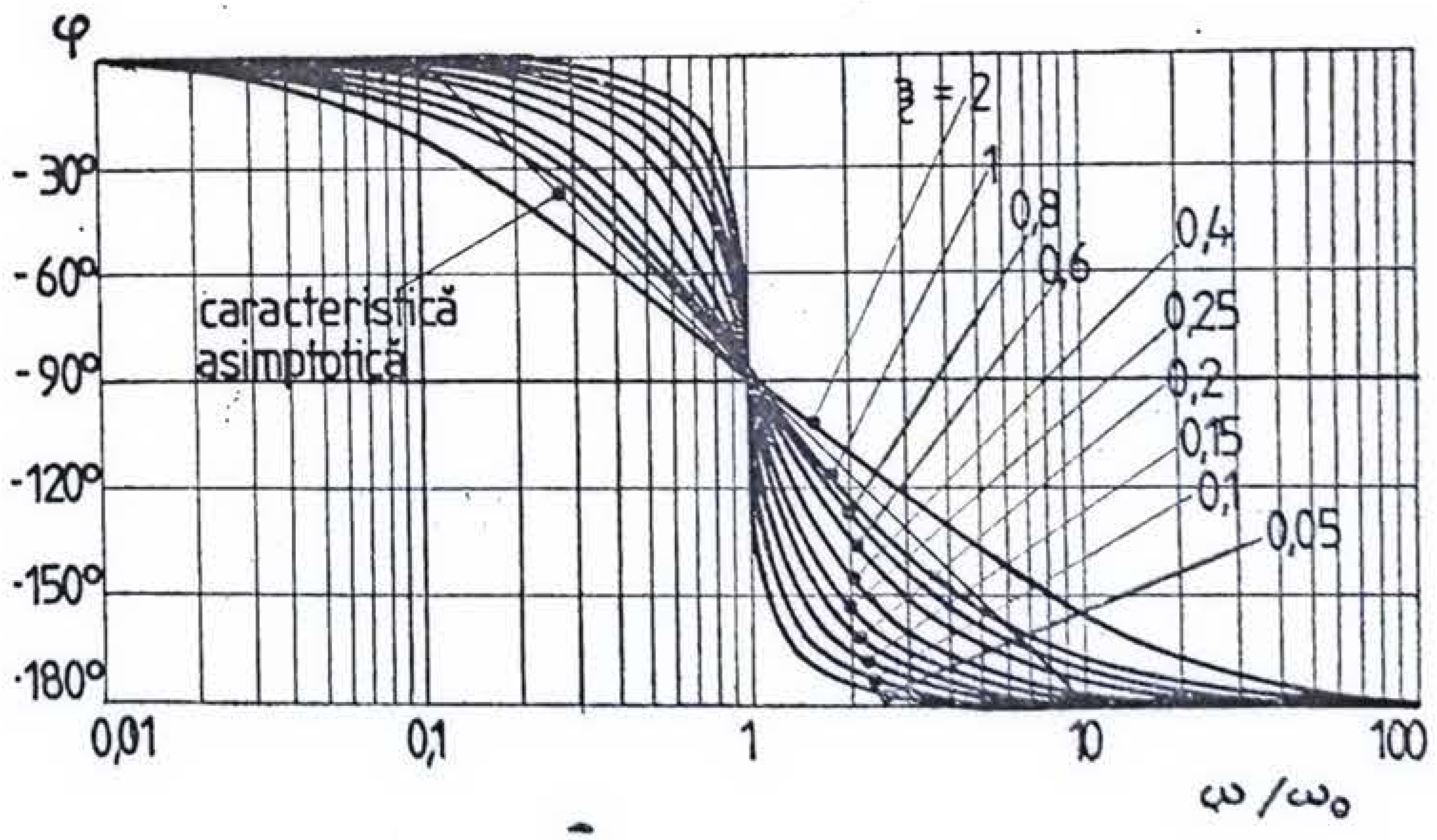
$$=\frac{1}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2+j\frac{1}{Q}\frac{\omega}{\omega_0}}$$

$Q$ – factor de calitate

$\xi=\frac{1}{2Q}$ – factor de amortizare

</td>
<td>




</td>
</tr>
</table>

*Reguli pentru trasarea locului rădăcinilor*

1. *Începutul și sfîrșitul locului.* Pentru valori crescătoare ale lui $T_0$ curbele continue, care reprezintă ramurile locului, pleacă din fiecare pol al funcției $T(s)$ și se termină în zerourile lui $T(s)$. Dacă $T(s)$ are mai mulți poli finiți decît zerourile finite, unele ramuri ale locului se termină la infinit; numărul ramurilor care se termină la infinit este egal cu numărul de poli minus numărul de zerouri ale lui $T(s)$.

2. *Localizarea locului pe axa reală.* Locul rădăcinilor include toate punctele axei reale care se află la stînga unui număr impar de poli și zerouri ale lui $T(s)$.

3. *Formarea polilor complecși.* Toate segmentele locului, aflate pe axa reală între o pereche de poli (sau o pereche de zerouri), părăsesc (sau ating) într-un anumit punct axa reală transformîndu-se în poli complex conjugați. Pe baza acestor reguli se pot extrage următoarele observații utile:

a) locul rădăcinilor este simetric în raport cu axa reală deoarece polii complecși sînt întotdeauna complex conjugați;

b) două rădăcini părăsesc sau ating axa reală sub unghiuri de 90°;

c) ramurile locului părăsesc axa reală într-un punct în care vectorul sumă al inverselor distanțelor pînă la polii lui $T(s)$ egalează vectorul sumă al inverselor distanțelor pînă la zerourile lui $T(s)$.

4. *Asimptotele locului.* Ramurile locului care se termină la infinit tind asimptotic către linii drepte, care formează cu axa reală negativă unghiurile

$$\theta_i = \frac{(2n+1)\pi}{n_p - n_z}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots, \tag{4.10}$$

$n_p$ reprezentînd numărul polilor lui $T(s)$, iar $n_z$ numărul zerourilor lui $T(s)$.

Abscisa punctului de pe axa reală din care diverg liniile asimptotice este:

$$\sigma_a = \frac{\sum(\text{absciselor polilor}) - \sum(\text{absciselor zerourilor})}{n_p - n_z}. \tag{4.11}$$

## PROBLEME

**4.1.** Un amplificator operațional, avînd în buclă deschisă o amplificare în tensiune $a_o = 100\,000$ și un singur pol corespunzînd frecvenței $-(p_1/2\pi) = 10$ Hz este conectat în conexiune neinversoare prevăzută cu reacție pur rezistivă, astfel încît amplificarea la joasă frecvență $A_o$ să fie egală cu 10.

Să se schițeze caracteristica amplitudine-frecvență a amplificatorului în buclă închisă și să se justifice grafic rezultatul. Poate oscila o asemenea configurație?

*Soluție.* Pentru o configurație neinversoare, conform relației (4.3) și ținînd seama că $\omega = 2\pi f$, se poate scrie

$$A(jf) = \frac{a(jf)}{1 + a(jf)\cdot f(jf)}.$$

unde, în conformitate cu datele problemei,

$$a(jf) = \frac{100\,000}{1 + \frac{jf}{10}}, \quad f(jf) = f_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{(fig. 4.2 a).}$$

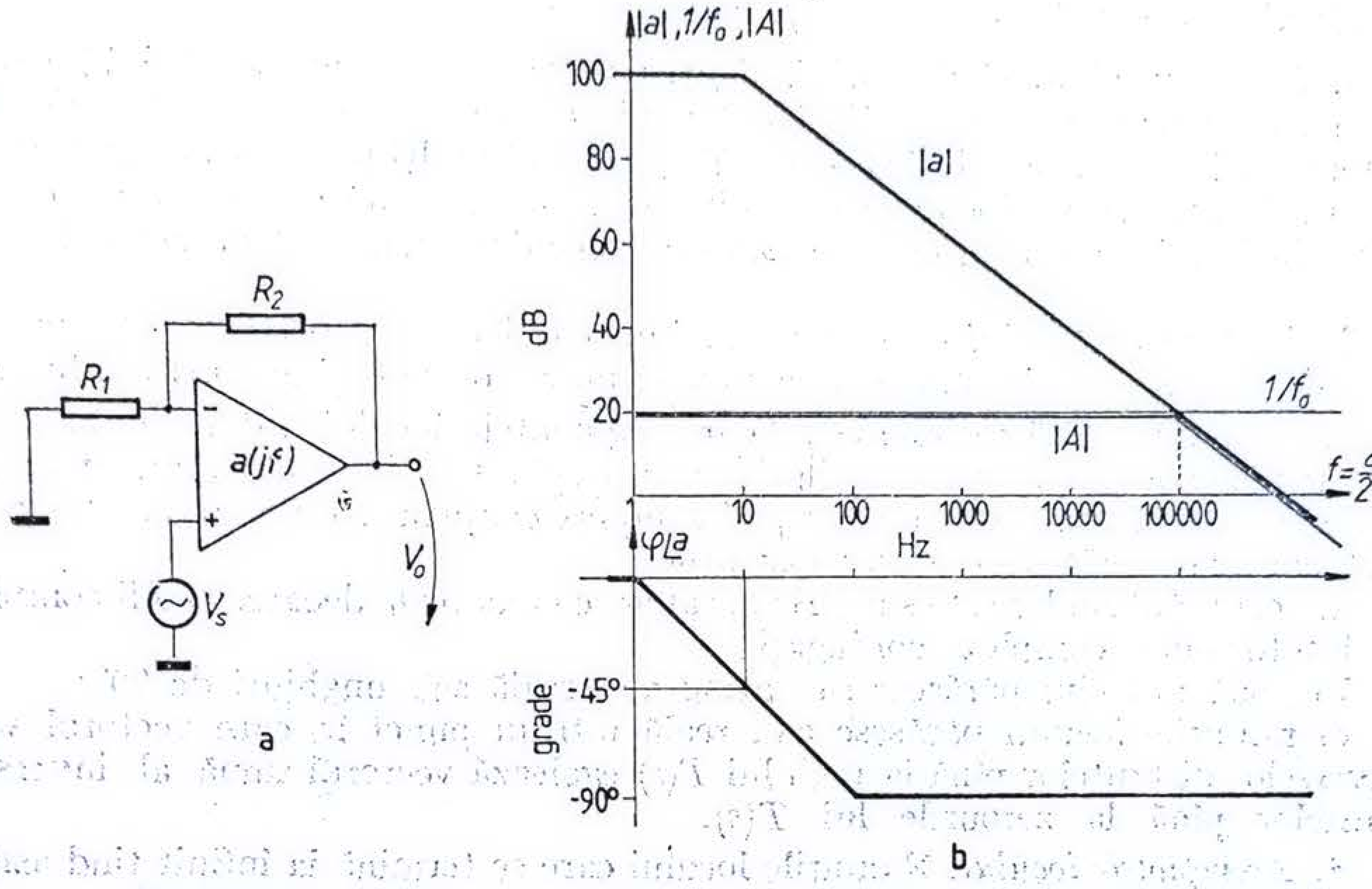



Fig. 4.2.

Deoarece la joasă frecvență $A_o = 10$, rezultă

$$A_o = 10 = \frac{10^5}{1 + 10^5 f_o} \cong \frac{1}{f_o} \quad \text{sau} \quad f_o \cong \frac{1}{A_o} = \frac{1}{10}.$$

Trasarea caracteristicii amplitudine-frecvență în buclă închisă

$$A(fj) = \frac{a(jf)}{1 + a(jf) f_o}$$

se face cu ușurință pe baza următoarelos observații (fig. 4.2 b).

La frecvențe joase, la care $|1 + a(jf) \cdot f_o| \cong |a(jf) \cdot f_o|$, rezultă $|A(jf)| = \dfrac{1}{f_o}$, deci caracteristica amplitudine-frecvență a amplificării în buclă închisă coincide cu caracteristica ideală $A_o = 1/f_o$. Dacă $f \to \infty$, atunci $|a(jf)| \to 0$ și $|1 + a(jf) \cdot f_o| \to 1$, ceea ce înseamnă că la frecvențe înalte $|A(jf)| = |a(jf)|$ și, ca urmare, caracteristica în buclă închisă se suprapune caracteristicii amplificării în buclă deschisă.

În punctul de intersecție al celor două caracteristici, corespunzător frecvenței $f'$,

$$|a(jf')| = \frac{1}{f_o} \quad \text{sau} \quad |a(jf') \cdot f_o| = 1$$

și, după cum rezultă din figura 4.2 b, $\varphi \underline{|a(jf') \cdot f_o} = \varphi \underline{|a(jf')} = -90°$. Deci în acest punct

$$|A(jf')| = \frac{\left|\frac{1}{f_o} \underline{|-90°}\right|}{\left|1 + 1 \underline{|-90}\right|} = \frac{A_o}{\sqrt{2}} = 0{,}707\, A_o.$$

Aceasta înseamnă că frecvența $f'$, corespunzătoare punctului în care caracteristica $1/f_o$ intersectează caracteristica $a(jf)$, reprezintă frecvența limită superioară $f_s'$ a amplificatorului cu reacție. Deci $f_s' = 100\,000$ Hz = 100 kHz.

Se observă cu ușurință că, deoarece amplificatorul operațional are un singur pol și reacția este pur rezistivă, faza câștigului buclei evoluează între 0 și −90°, ceea ce exclude pericolul intrării în oscilație pentru o asemenea configurație.

**4.2.** Un amplificator operațional, avînd $a_0 = 80$ dB și un pol simplu real negativ corespunzător frecvenței $-(p_1/2\pi) = 10$ Hz, este conectat ca în figura 4.3. Să se determine frecvența limită superioară a configurației cu reacție. Dacă amplificatorul este excitat cu semnal dreptunghiular să se calculeze timpul de creștere a tensiunii de ieșire corespunzător funcționării la semnal mic.

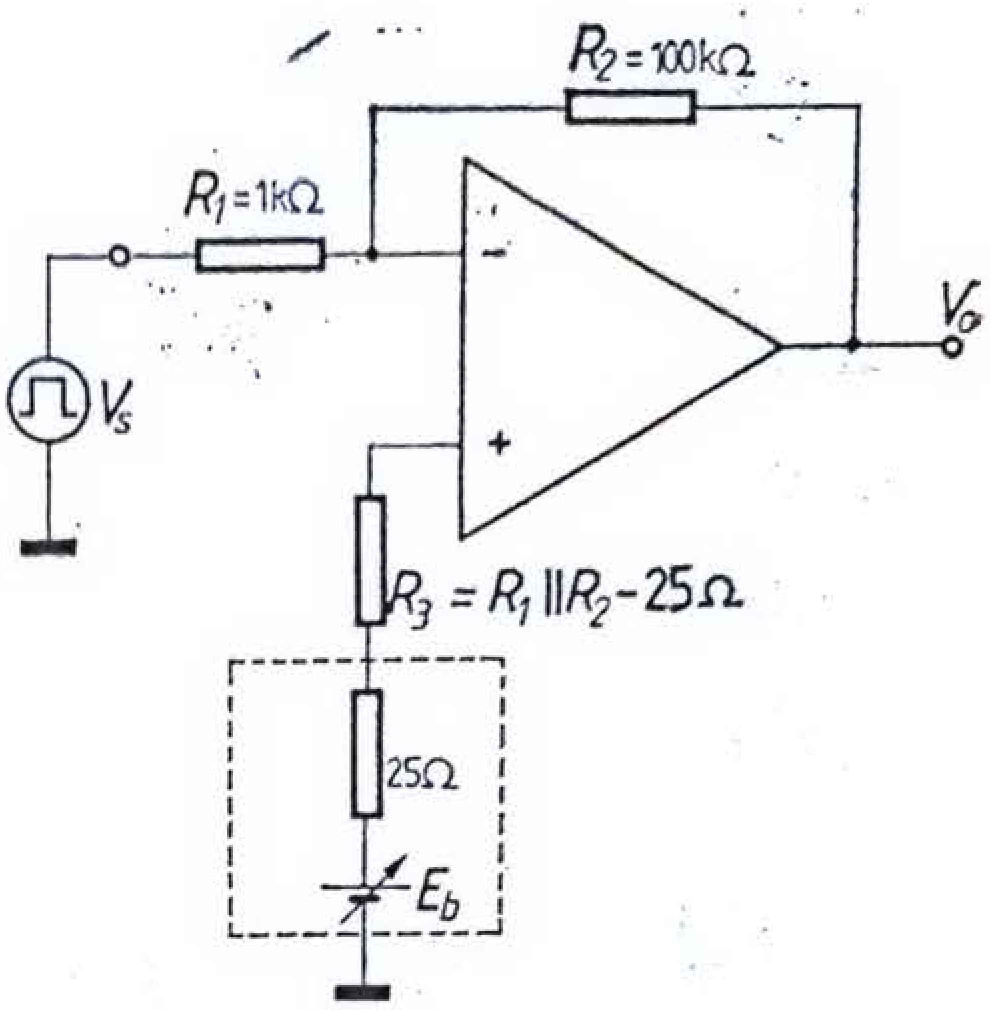



Fig. 4.3.

*Soluție.* Ținînd seama de datele problemei se poate scrie

$$a(jf) = \frac{a_0}{1 + \frac{jf}{f_s}} = \frac{10^4}{1 + \frac{jf}{10}},$$

unde $f_s = -\left(\frac{p_1}{2\pi}\right)$. De asemenea,

$$f_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cong \frac{1}{100}.$$

După cum rezultă din relația (4.2) pentru o configurație inversoare

$$A(jf) = -\frac{a(jf)(1 - f_o)}{1 + a(jf)f_o} = -\frac{a_o(1 - f_o)}{1 + a_of_o + \frac{jf}{f_s}} = -\frac{\frac{a_o(1 - f_o)}{1 + a_of_o}}{1 + \frac{jf}{f_s(1 + a_of_o)}} = \frac{A_o}{1 + \frac{jf}{f_s'}},$$

unde

$$A_o = -\frac{a_o(1 - f_o)}{1 + a_of_o} \cong \left(1 - \frac{1}{f_o}\right) = -\frac{R_2}{R_1} = -100 \qquad (4.12)$$

reprezintă amplificarea în buclă închisă la joasă frecvență, iar

$$f_s' = f_s(1 + a_of_o) = 10 \cdot \frac{10^4}{100} = 1\,000 \text{ Hz} \qquad (4.13)$$

este frecvența limită superioară în buclă închisă. Relația (4.13) pune în evidență faptul că, prin aplicarea reacției, frecvența limită superioară crește de un număr de ori egal cu $1 + T_o$, ceea ce coincide cu rezultatul cunoscut din teoria reacției. Relația este însă valabilă numai dacă cîștigul buclei, $T(jf)$, are un singur pol, după cum s-a demonstrat.

Cunoscînd $f_s'$ se poate deduce timpul de creștere:

$$t_r = \frac{0{,}35}{f_s'} = \frac{0{,}35}{10^3}\ \text{s} = 0{,}35 \text{ ms}.$$

**4.3.** Să se traseze caracteristicile amplitudine și fază frecvență corespunzătoare funcției de transfer

$$T(s) = \frac{4}{s(1 + 0{,}25s)(1 + 0{,}0625s)}.$$

Să se deducă din aceste curbe rezervele de stabilitate în amplitudine și în fază.

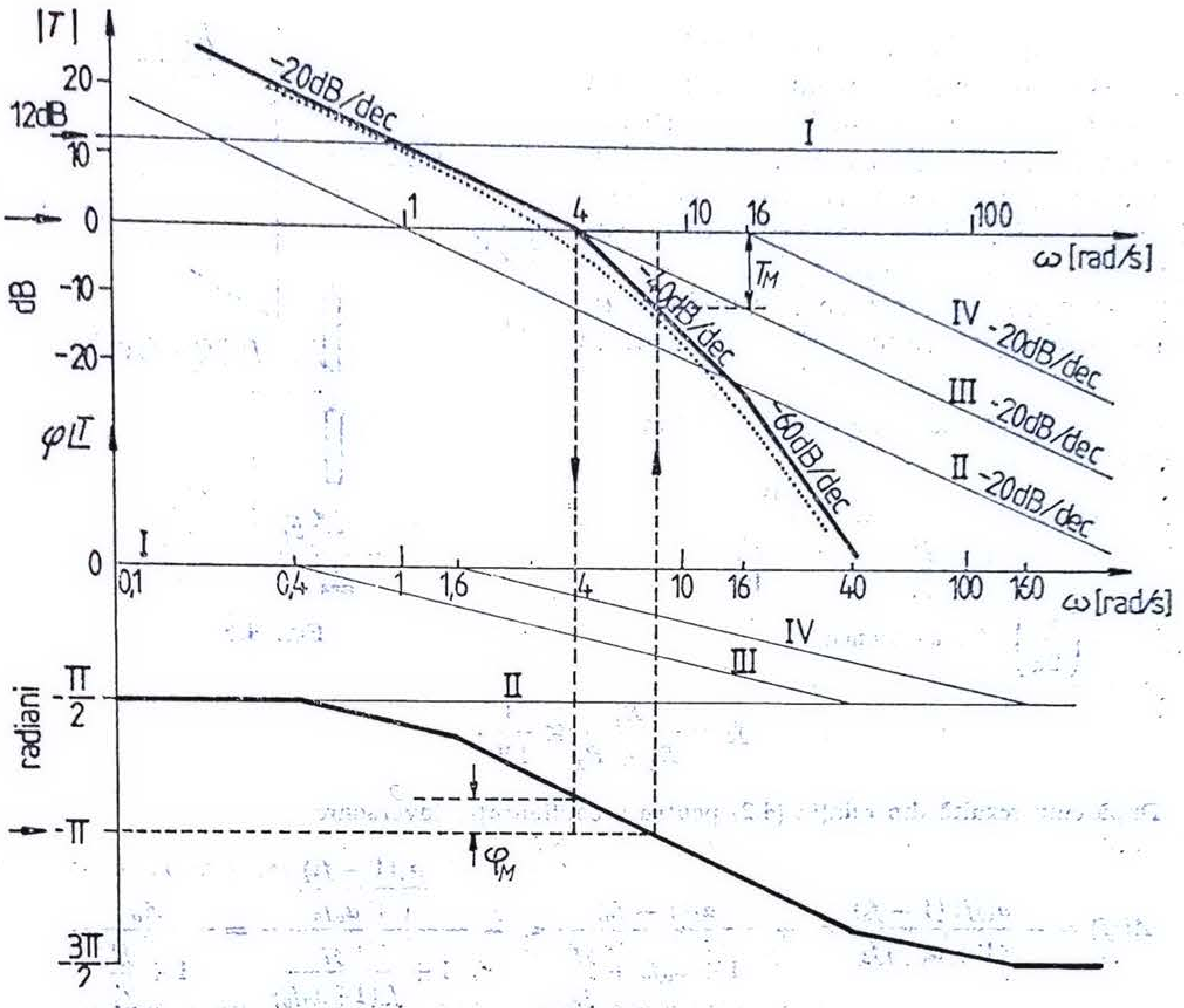



Fig. 4.4.

*Soluţie*. Pentru trasarea caracteristicilor de frecvenţă funcţia de transfer se aduce la forma

$$T(s) = \frac{4}{s\left(1+\frac{s}{4}\right)\left(1+\frac{s}{16}\right)};$$

înlocuind pe $s$ prin $j\omega$ se obţine

$$T(j\omega) = \frac{4}{j\omega\left(1+\frac{j\omega}{4}\right)\left(1+\frac{j\omega}{16}\right)}.$$

Funcţia de transfer are patru factori: unul corespunzător constantei $K = 4 = 12$ dB, al doilea corespunzător unui pol simplu în origine ($p_1 = 0$), al treilea corespunzător unui pol simplu $p_2 = -4$ şi al patrulea corespunzător tot unui pol simplu de valoare $p_3 = -16$.

În figura 4.4 s-au reprezentat caracteristicile parţiale amplitudine-frecvenţă şi fază-frecvenţă ale celor patru factori, construite pe baza regulilor precizate în tabelul 4.1 (pentru factorii corespunzători polilor simpli $p_2$ şi $p_3$ s-au reprezentat numai caracteristicile asimptotice).

Caracteristicile globale se determină însumînd pe ordonată caracteristicile parţiale respective, după cum se arată în figură. Caracteristica exactă amplitudine-frecvenţă se poate determina uşor ţinînd seama de faptul că amplitudinea reală este cu 3 dB mai mică decît cea rezultată din caracteristicile asimptotice, în dreptul pulsaţiei de frîngere, corespunzătoare unui pol şi că pentru pulsaţii duble, sau pe jumătate în raport cu cea de frîngere, se scade cîte 1 dB.

Din caracteristicile de frecvenţă astfel construite, ţinînd seama de relaţiile de definiţie (4.5) şi (4.6) rezultă $\varphi_M = 22{,}5°$ şi $T_M = -11$ dB.

**4.4.** Un amplificator are în buclă deschisă o funcţie de transfer de forma

$$a(s) = \frac{10}{s(s+1)(s+2)}.$$

a. Să se traseze caracteristicile Bode pentru amplificatorul în buclă deschisă.

b. Admițînd o reacție pur rezistivă, pentru ce valori ale lui $f_o$ amplificatorul devine instabil?

*Soluție*. Procedînd ca în problema precedentă rezultă

$$a(s) = \frac{5}{s(s+1)\left(\frac{s}{2}+1\right)}, \qquad a(j\omega) = \frac{5}{j\omega(j\omega+1)\left(\frac{j\omega}{2}+1\right)},$$

funcție de transfer caracterizată prin trei poli simpli, unul în origine și încă doi avînd frecvențele de frîngere $\omega_1 = 1$ și $\omega_2 = 2$.

În figura 4.5 s-au reprezentat caracteristicile de frecvență ale amplificării în buclă deschisă $a(j\omega)$, construite prin însumarea caracteristicilor parțiale ale factorilor constitutivi $\left(5, \frac{1}{j\omega}, \frac{1}{j\omega+1}, \frac{1}{\frac{j\omega}{2}+1}\right)$ ținînd seama că $20 \lg 5 = 14$ dB.

Pentru circuitul considerat s-a admis o reacție pur rezistivă, deci $\varphi\underline{|a(j\omega)} = \varphi\underline{|T(j\omega)}$.

Din diagramele prezentate în figura 4.5 se observă că pentru faza critică a lui $T(j\omega)$, respectiv $-180°$, $|a(j\omega)| = 5$ dB $= 1{,}78$. Ori, pentru ca circuitul să oscileze, trebuie ca, la frecvența la care $\varphi\underline{|T(j\omega)} = -180$, să avem $|a(j\omega)\cdot f_o| \geqslant 1$. Atunci pentru $f_o \geqslant \frac{1}{1{,}78} = 0{,}56$ circuitul va oscila.

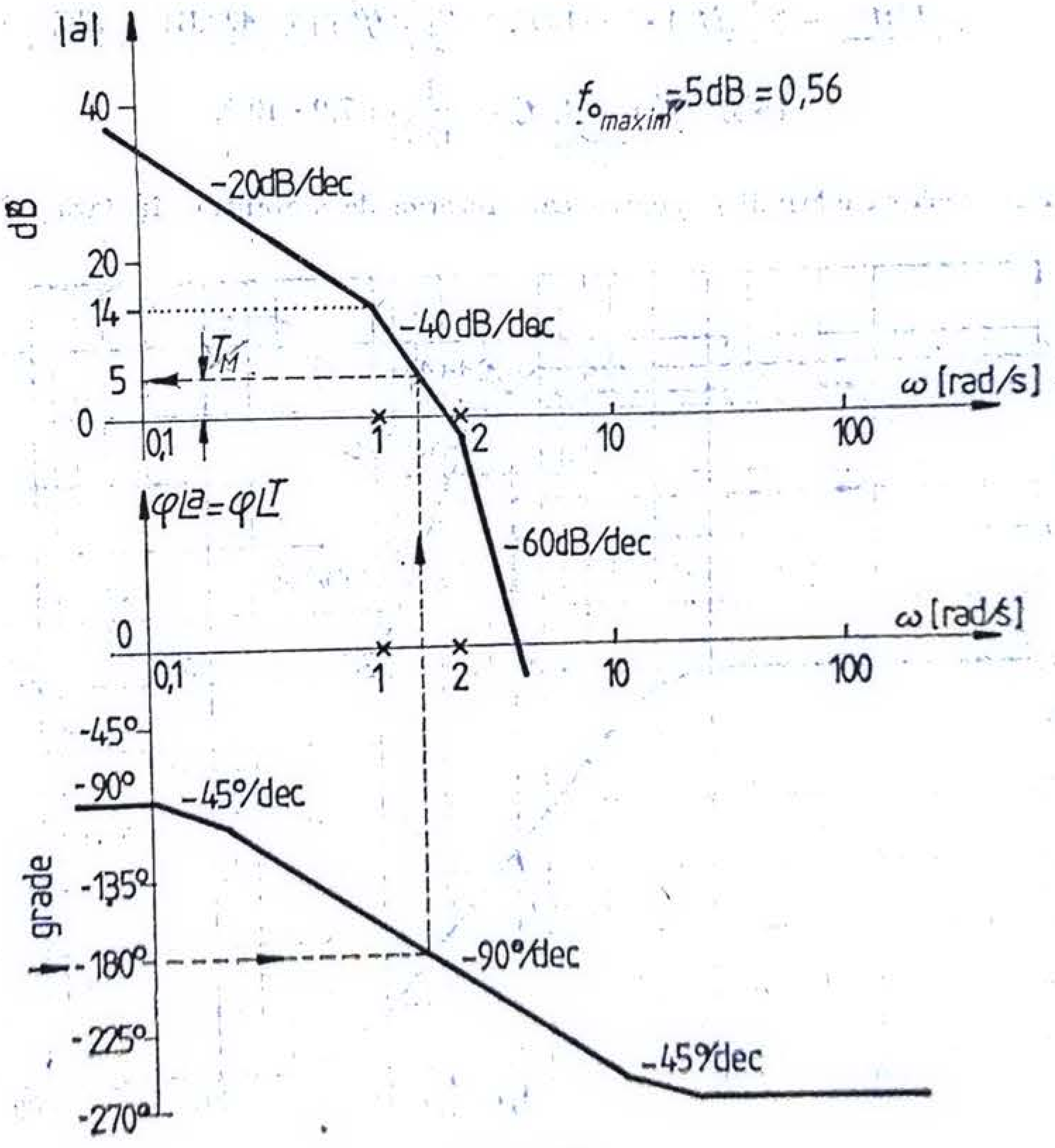



Fig. 4.5.

**4.5.** Un amplificator operațional are o amplificare de joasă frecvență de 200 și trei poli reali, negativi, corespunzînd frecvențelor de 1 MHz, 2MHz și 4MHz. Amplificatorul este conectat în configurație inversoare, utilizînd o rețea de reacție pur rezistivă. Să se determine valoarea lui $f_o$ corespunzătoare intrării în oscilație. Cît este $f_o$ necesar pentru asigurarea unei rezerve de stabilitate în fază de 60°?

*Soluție.* Pentru amplificatorul considerat, expresia amplificării în buclă deschisă este

$$a(jf) = \frac{200}{\left(\frac{jf}{1\ \text{MHz}} + 1\right)\left(\frac{jf}{2\ \text{MHz}} + 1\right)\left(\frac{jf}{4\ \text{MHz}} + 1\right)},$$

căreia îi corespund caracteristicile de frecvență din figura 4.6. Reacția fiind pur negativă la frecvența $f'$ la care

$$\varphi\underline{|T(jf')} = \varphi\underline{|a(jf')} = -180°, \qquad |a(jf')| = 26\ \text{dB} = 20.$$

Din condiția de oscilație $|a(jf')f_o| = 1$ rezultă valoarea mărimii $f_o$ corespunzătoare intrării în oscilație

$$f_{o\ \text{critic}} = \frac{1}{20}.$$

Pentru a asigura o rezervă de stabilitate $\varphi_M = 60°$, potrivit relației de definiție (4.5), se va pune condiția ca $T(jf'') = 1$ la frecvența $f''$ la care $\varphi\underline{|T(jf'')} = -180 + \varphi_M = -120°$.

Din caracteristicile de frecvență din figura 4.6 se obțin următoarele rezultate numerice.

La frecvența $f''$ la care

$$\varphi\underline{|T(jf'')} = \varphi\underline{|a(jf'')} = -120°, \qquad |a(jf'')| = 42\ \text{dB} = 126,$$

$$|a(jf'')f_o'| = 1, \ f_o' = \frac{1}{126} = 7{,}9 \cdot 10^{-3},$$

reprezentînd deci valoarea mărimii $f_o$ pentru care rezerva de stabilitate în fază este de 60°.

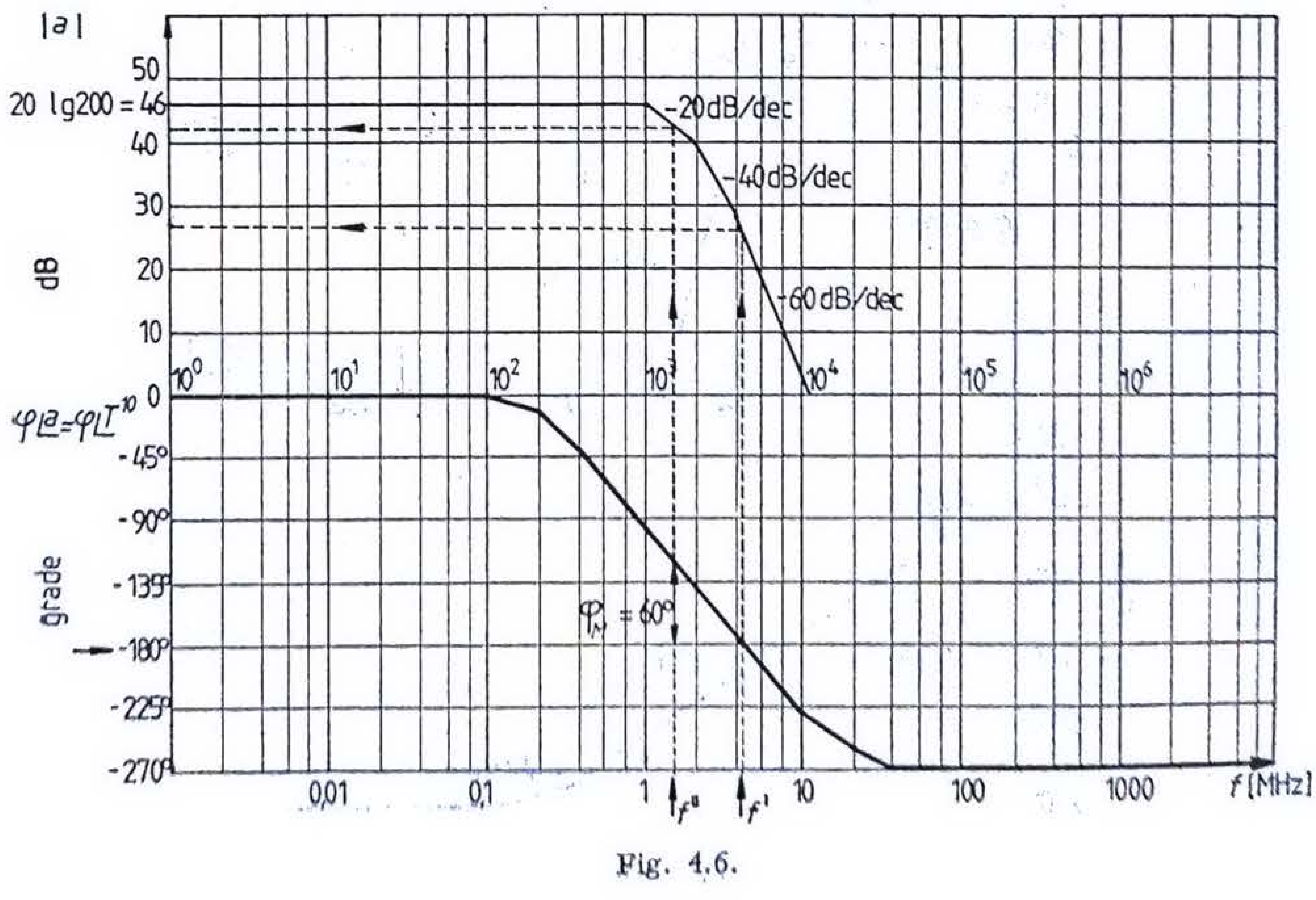



Fig. 4.6.

**4.6.** Un amplificator are cîştigul la joasă frecvenţă de 10 000 şi o caracteristică de transfer cu trei poli reali, negativi, corespunzînd frecvenţelor de 2 kHz, 200 kHz şi 4 MHz.

a. Să se estimeze marginea de fază, dacă amplificatorul este conectat într-o buclă de reacţie cu $f$ constant, iar cîştigul în buclă închisă la joasă frecvenţă este $A_o = +400$. Să se calculeze modulul amplificării în buclă închisă la frecvenţa la care cîştigul buclei este unitar.

b. Să se repete punctul a pentru $A_o = +100$.

*Soluţie*. Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului în buclă deschisă, corespunzînd funcţiei de transfer

$$a(jf) = \frac{10\,000}{\left(1+\dfrac{jf}{2\text{ kHz}}\right)\left(1+\dfrac{jf}{100\text{ kHz}}\right)\left(1+\dfrac{jf}{4\text{ MHz}}\right)},$$

sînt reprezentate în figura 4.7. Pentru determinarea grafică a marginii de fază se procedează astfel. De exemplu, pentru $A_0 = 400$ se duce o dreaptă orizontală corespunzătoare valorii cîştigului în buclă închisă, $A \cong \dfrac{1}{f_0} = 400 = 52$ dB, şi se determină punctul de intersecţie cu caracteristica $a(jf)$.

În acest punct $\dfrac{1}{f_0} = |a(jf')|$, deci $|f_0 a(jf')| = |T(jf')| = 1$. Apoi se citeşte defazajul corespunzător, $\varphi|\underline{T(jf')} = -110°$, şi se calculează cu relaţia (4.5) marginea de fază, $\varphi_{M1} = 180 - 110 = 70°$.

Pentru a determina modulul amplificării în buclă închisă, la frecvenţa la care cîştigul buclei este unitar, se porneşte de la relaţia generală

$$A(jf) = \frac{a(jf)}{1 + a(jf)f_0}.$$

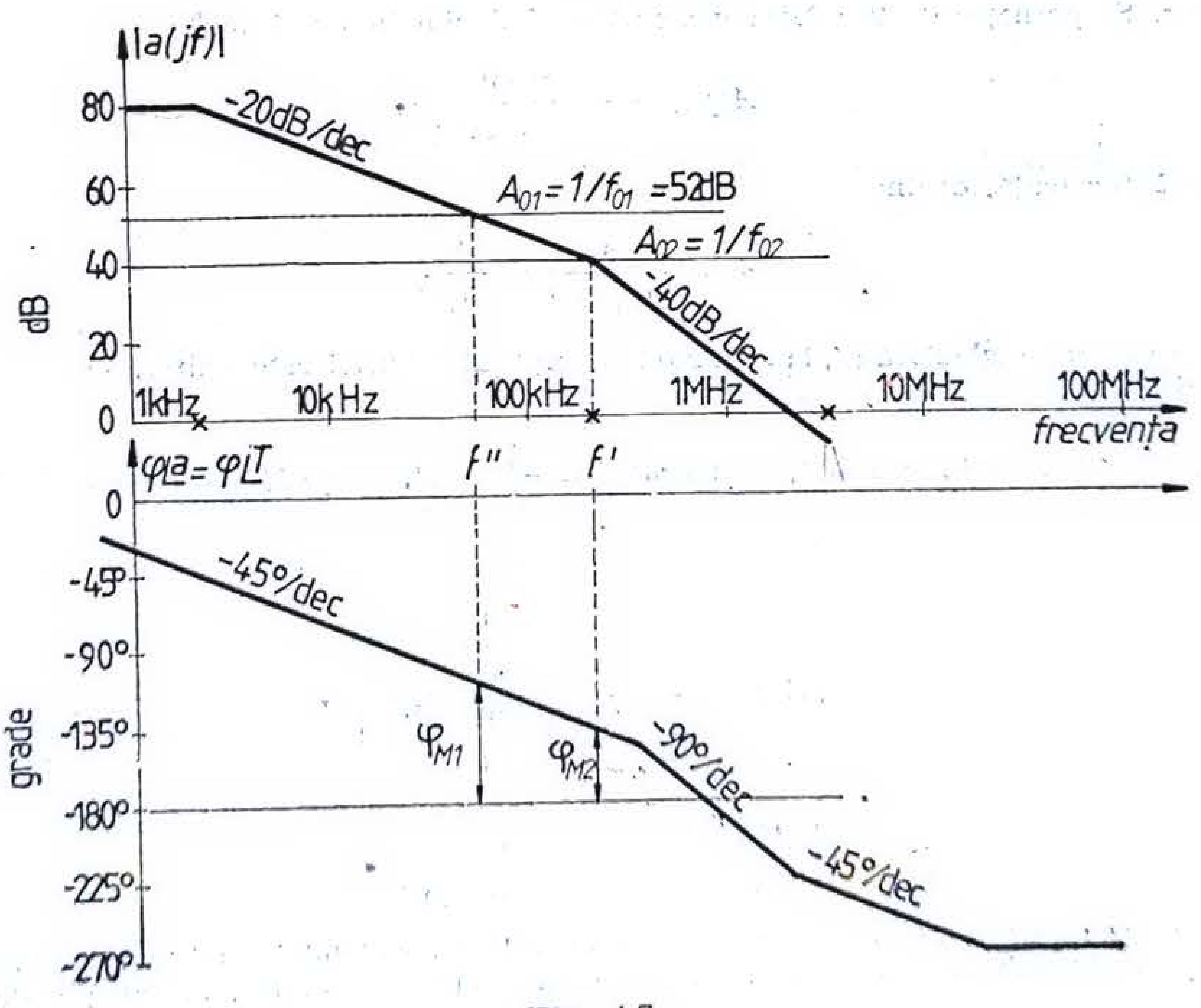



Fig. 4.7.

La frecvența de interes, $|a(jf')| = \frac{1}{f_0}$, $|a(jf')f_0| = 1$ și $\varphi \underline{|a(jf')f_0} = -110°$, încît

$$|A(jf')| = \frac{\frac{1}{f_0}}{1 + e^{-j110°}} = \frac{A}{|1 + \cos(-110°) + j\sin(-110°)|} =$$

$$= \frac{A_0}{|1 - 0{,}342 - 0{,}94j|} = \frac{A_0}{|0{,}658 - 0{,}94j|} = \frac{A_0}{1{,}14} = 0{,}873\, A_0.$$

Deci modulul amplificării scade față de $A_0$ la $0{,}873\, A_0$, respectiv cu 1,18 dB.
Analog se procedează și pentru $A_0 = 100 = 40$ dB.
În punctul în care orizontala corespunzătoare valorii $A_0 = 1/f_0 = 40$ dB intersectează caracteristica $|a(jf)|$ se obține

$$\varphi \underline{|a(jf'')f_0} = -135°, \quad \varphi_M = 180 - 135 = 45°,$$

$$|A(jf'')| = \frac{A_0}{1 + e^{-j135°}} = \frac{A_0}{|1 + \cos(-135°) + j\sin(-135°)|} =$$

$$= \frac{A_0}{|1 - 0{,}707 - j\,0{,}707|} = \frac{A_0}{|0{,}293 - j\,0{,}707|} = \frac{A_0}{0{,}765} = 1{,}31\, A_0,$$

ceea ce, convertit în decibeli, reprezintă o creștere cu 2,35 dB față de valoarea lui $A_0$ (40 dB).

**4.7.** Se consideră un amplificator operațional, conectat într-o configurație neinversoare și prevăzut cu reacție pur rezistivă. Să se calculeze valoarea modulului cîștigului în buclă închisă (față de valoarea de la joasă frecvență) la frecvența la care modulul cîștigului buclei este unitar, admițînd succesiv următoarele valori pentru marginea de fază $\varphi_M = 20°, 45°, 60°$ și $90°$.

*Soluție.* Se pornește de la relația generală a cîștigului în buclă închisă,

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + a(j\omega) f_0},$$

care, la joasă frecvență, devine

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 f_0} \simeq \frac{1}{f_0}.$$

La frecvența unghiulară $\omega'$, la care modulul cîștigului buclei este unitar, se pot scrie următoarele relații:

$$|T(j\omega')| = |a(j\omega')f_0| = 1, \quad |a(j\omega')| = \frac{1}{f_0} = A, \quad \varphi \underline{|T(j\omega')} = \varphi_M - 180°,$$

rezultînd

$$|A(j\omega')| = \frac{\frac{1}{f_0}}{|1 + 1 \cdot e^{j(\varphi_M - 180°)}|},$$

respectiv

$$\left|\frac{A(j\omega')}{A_0}\right| = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos\varphi_M)}}. \tag{4.14}$$

Relația (4.14) este o relație generală care permite calculul modulului amplificării în buclă închisă, la frecvența unghiulară $\omega'$ la care modulul cîștigului buclei este unitar, în funcție de marginea de fază.

Înlocuind succesiv $\varphi_M$ cu valorile numerice precizate în enunțul problemei, rezultă:

pentru $\varphi_M = 20°$, $\left|\dfrac{A(j\omega')}{A_0}\right| = 2{,}88 = 9{,}19$ dB,

$\varphi_M = 45°$, $\left|\dfrac{A(j\omega')}{A_0}\right| = 1{,}3 = 2{,}4$ dB,

$\varphi_M = 60°$, $\left|\dfrac{A(j\omega')}{A_0}\right| = 1 = 0$ dB,

$\varphi_M = 90°$, $\left|\dfrac{A(j\omega')}{A_0}\right| = 0{,}707 = -3$ dB

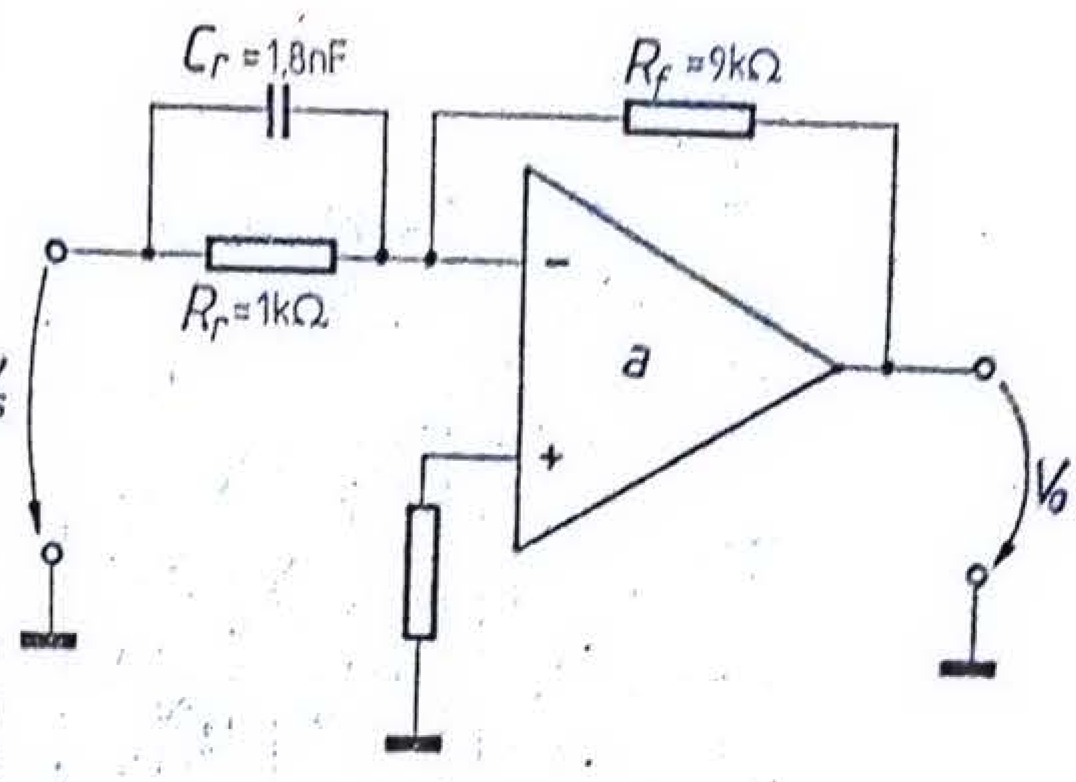



Fig. 4.8.

Se observă că numai pentru o margine de fază de 90°, $\omega'$ reprezintă chiar frecvența limită superioară a cîștigului în buclă închisă.

Pe măsură ce marginea de fază se micșorează, cîștigul în buclă închisă la frecvența $\omega'$ devine tot mai mare, tinzînd spre infinit pentru o margine de fază egală cu zero, situație limită în care circuitul începe să oscileze.

**4.8.** Se consideră un amplificator operațional avînd o amplificare în buclă deschisă în curent continuu de 1 000 și trei frecvențe de frîngere corespunzînd cîte unui pol simplu la 0,2 MHz, 2 MHz și 20 MHz. Să se aprecieze stabilitatea în frecvență a schemei din figura 4.8.

*Soluție.* Amplificatorul operațional se caracterizează prin funcția de transfer în buclă deschisă

$$a(jf) = \frac{10^3}{\left(1 + j\dfrac{f}{0{,}2\ \text{MHz}}\right)\left(1 + j\dfrac{f}{2\ \text{MHz}}\right)\left(1 + j\dfrac{f}{20\ \text{MHz}}\right)}.$$

Cunoscînd elementele circuitului de reacție, rezultă

$$f(jf) = \frac{Z_r}{Z_r + Z_f} = \frac{1}{1 + R_f\left(\dfrac{1}{R_r} + j2\pi f C_r\right)} = \frac{1}{10\left(1 + \dfrac{jf}{0{,}1\ \text{MHz}}\right)},$$

deci, ținînd seama de expresia lui $a(jf)$, se obține

$$T(jf) = a(jf)\cdot f(jf) = \frac{100}{\left(1+\dfrac{jf}{0{,}1\ \text{MHz}}\right)\left(1+\dfrac{jf}{0{,}2\ \text{MHz}}\right)\left(1+\dfrac{jf}{2\ \text{MHz}}\right)\left(1+\dfrac{jf}{20\ \text{MHz}}\right)}$$

avînd caracteristicile de frecvență din figura 4.9.

Cîștigul buclei are faza de $-180°$ la o frecvență de cca 700 kHz la care modulul cîștigului este aproximativ 12 dB. Deoarece $|T(jf)|$ la această frecvență este mai mare decît unitatea, circuitul este instabil. El va oscila pe frecvența de 700 kHz.

**4.9.** Se consideră un amplificator operațional avînd o amplificare în buclă deschisă, în curent continuu, de 1 000 și trei frecvențe de frîngere la 0,2 MHz, 2 MHz și 20 MHz, fiecare corespunzînd unui pol simplu. Să se aprecieze stabilitatea în frecvență a schemei din figura 4.10.

*Soluție.* Factorul de transfer al rețelei de reacție din figura 4.10 este

$$f(jf) = \frac{R_r}{R_r + Z_f} = \frac{R_r}{R_r + \dfrac{R_f}{1 + jf\,2\pi f R_f C_f}} = \frac{R_r}{R_r + R_f}\,\frac{1 + j\,2\pi f R_f C_f}{1 + fj\,2\pi f C_f\dfrac{R_f R_r}{R_f + R_r}}.$$

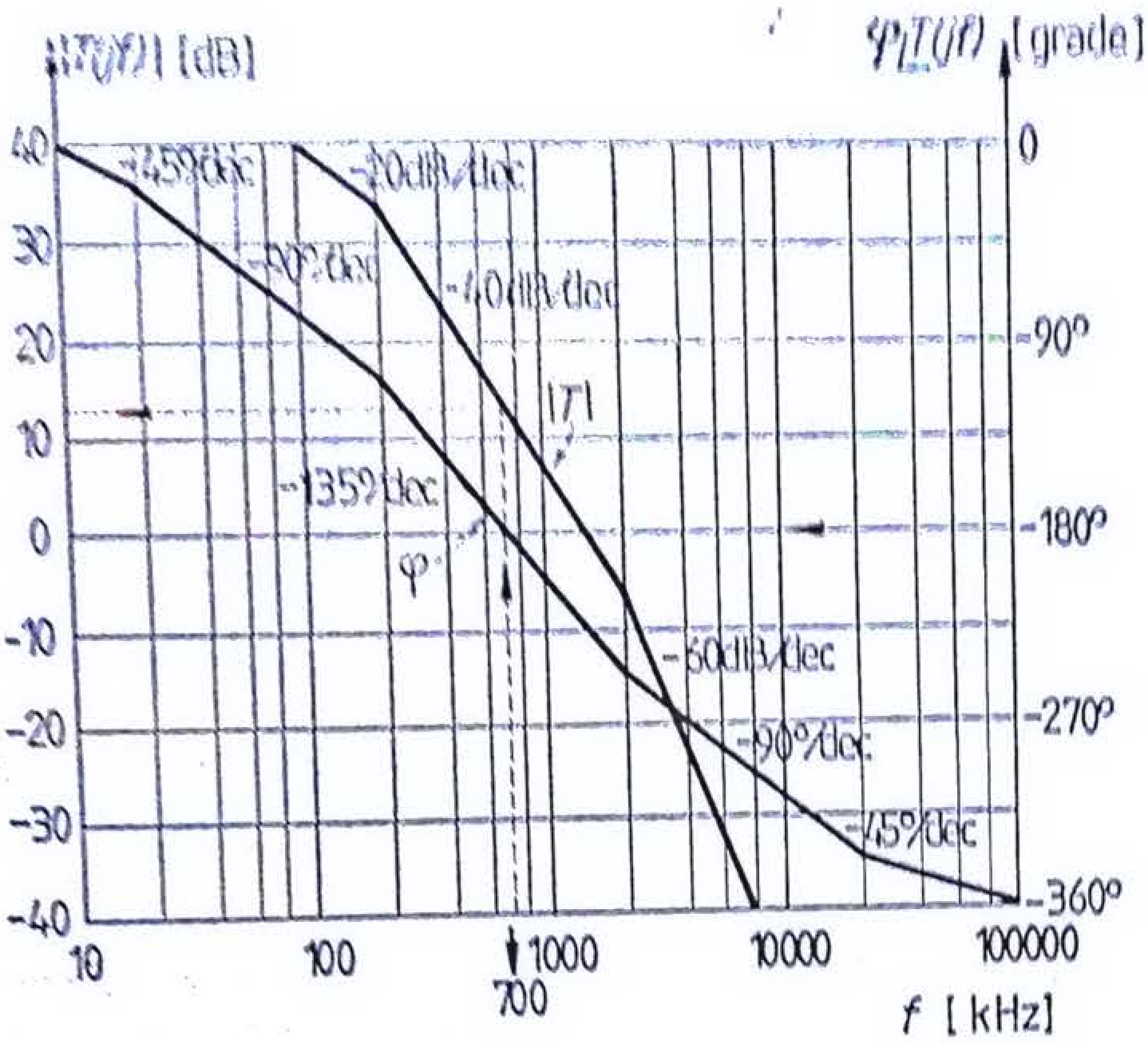



Fig. 4.9.

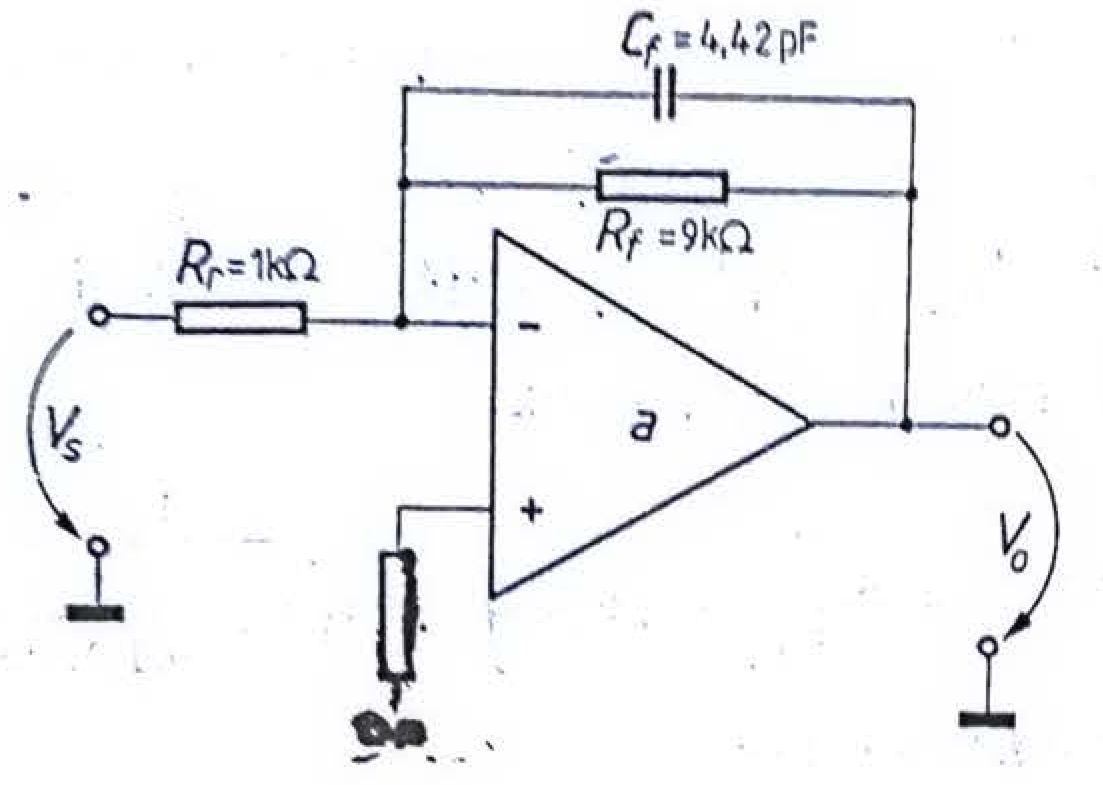



Fig. 4.10.

Ținînd seama de valorile elementelor se obține

$$f(jf) = \frac{1}{10}\,\frac{1 + j(f/4\text{ MHz})}{1 + j(f/40\text{ MHz})},$$

deci

$$T(jf) = a(jf)\cdot f(jf) = \frac{100(1 + j(f/4\text{ MHz}))}{\left(1 + \dfrac{jf}{0{,}2\text{ MHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{2\text{ MHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{26\text{ MHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{40\text{ MHz}}\right)}.$$

Pentru aprecierea stabilității circuitului este necesar să se cunoască caracteristicile de frecvență ale cîștigului buclei $T(jf)$. Acestea sînt reprezentate în figura 4.11; se observă că fazei de $-180°$ îi corespunde un modul de $-5$ dB, ceea ce înseamnă că circuitul este stabil. Rezervele de fază și amplitudine sînt $\varphi_M = 27°$ și $T_M = -5$ dB.

**4.10** Se consideră un amplificator operațional avînd o amplificare în buclă deschisă în curent continuu $a_0 = 10^5$ și două frecvențe de frîngere la 10 Hz și 1 000 Hz, fiecare corespunzînd cîte unui pol simplu. Rețeaua de reacție, prezentată

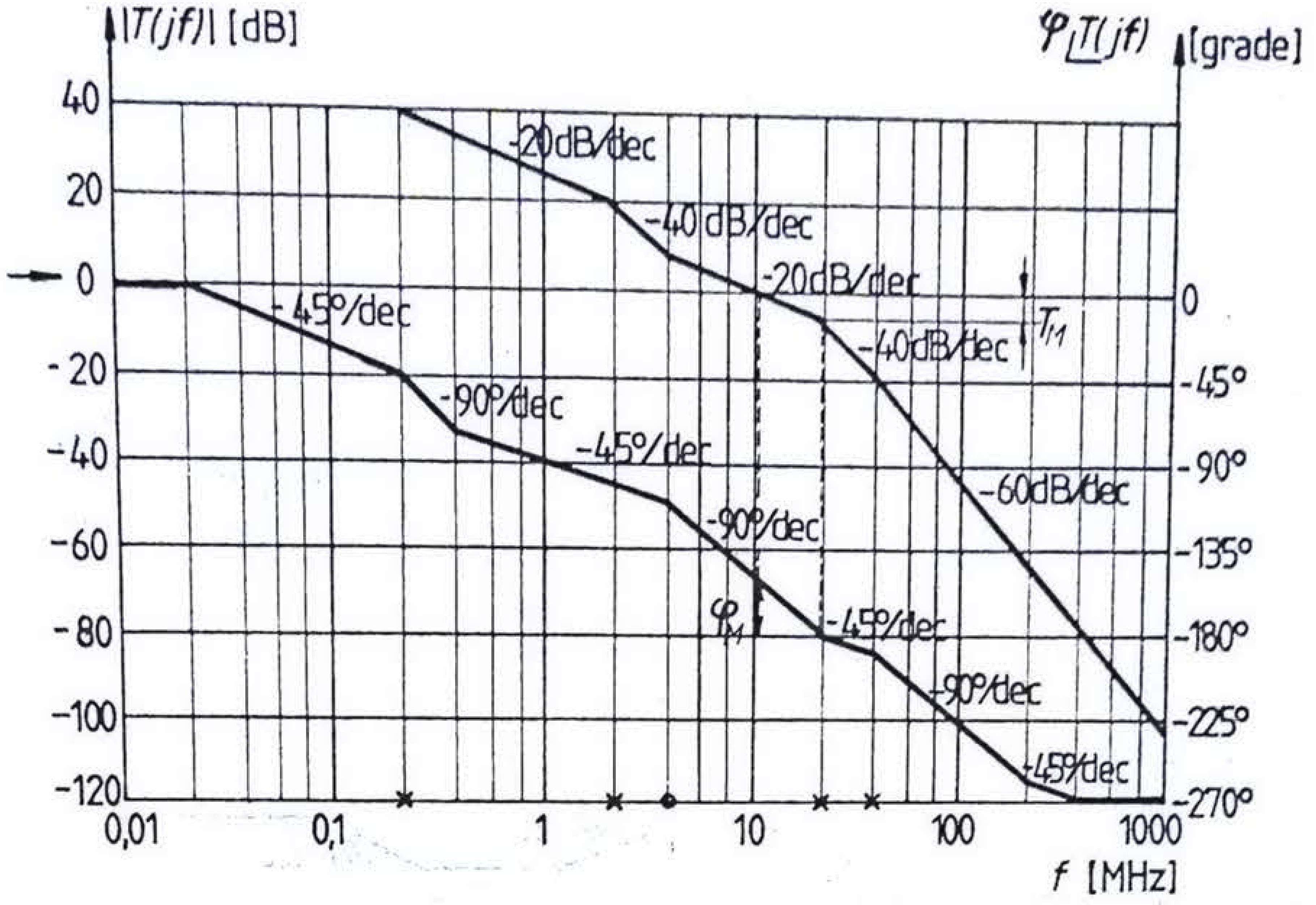



Fig. 4.11.

în figura 4.12, are $R_1 = 270\ \Omega$, $C_1 = 0{,}1\ \mu$F şi $R_2 = R_3 = 10\ \text{k}\Omega$. Să se aprecieze stabilitatea sistemului.

*Soluție*. Procedînd ca în problema precedentă rezultă:

$$a(jf) = \frac{10^5}{\left(1 + \frac{jf}{10\ \text{Hz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{1\,000\ \text{Hz}}\right)},$$

$$f(jf) = \frac{R_1 + \frac{1}{j\,2\pi f C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\,2\pi f C_1} + R_2} = \frac{1 + j\,2\pi f R_1 C_1}{1 + j\,2\pi f (R_1 + R_2)\,C_1} = \frac{1 + \frac{jf}{5\,890}}{1 + \frac{jf}{155}},$$

$$T(jf) = a(jf)\cdot f(jf) = \frac{10^5\left(1 + \frac{jf}{5\,890}\right)}{\left(1 + \frac{jf}{10}\right)\left(1 + \frac{jf}{155}\right)\left(1 + \frac{jf}{1\,000}\right)}.$$

Caracteristicile de frecvență ale cîștigului buclei sînt reprezentate în figura 4.13. Deoarece la frecvența la care $\varphi|\underline{T(jf)} = -180°$, $|T(jf)| > 0$ dB, circuitul este instabil, deci va oscila.

**4.11.** Amplificatorul operațional din circuitul amplificator din figura 4.14 are o amplificare de forma

$$a(jf) = \frac{500}{(1 + jf/1\ \text{MHz})(1 + jf/40\ \text{MHz})}.$$

Să se estimeze stabilitatea schemei.

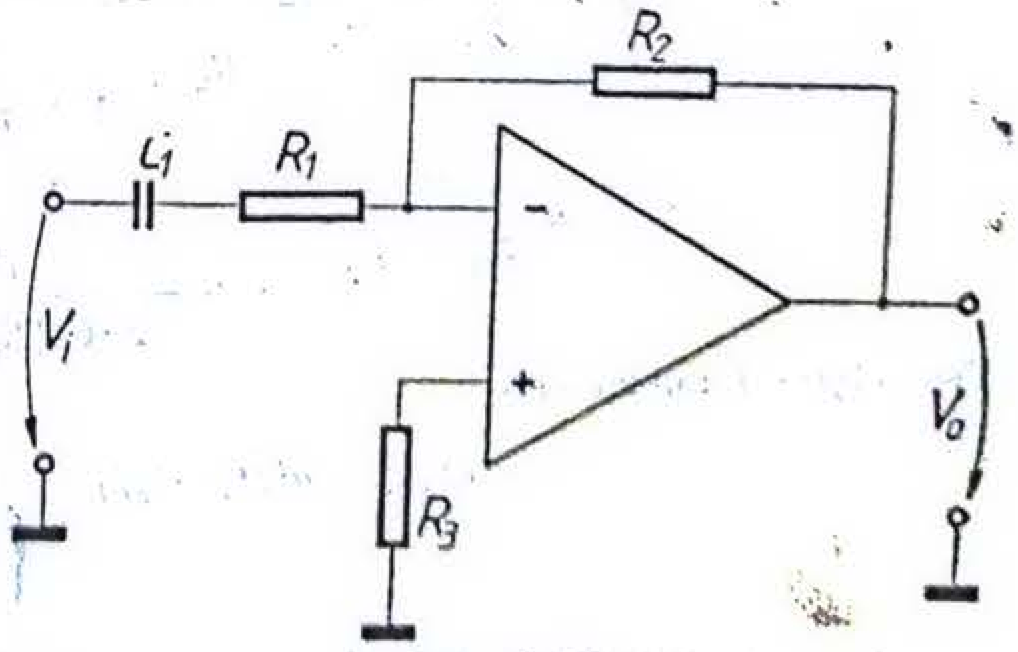



Fig. 4.12.

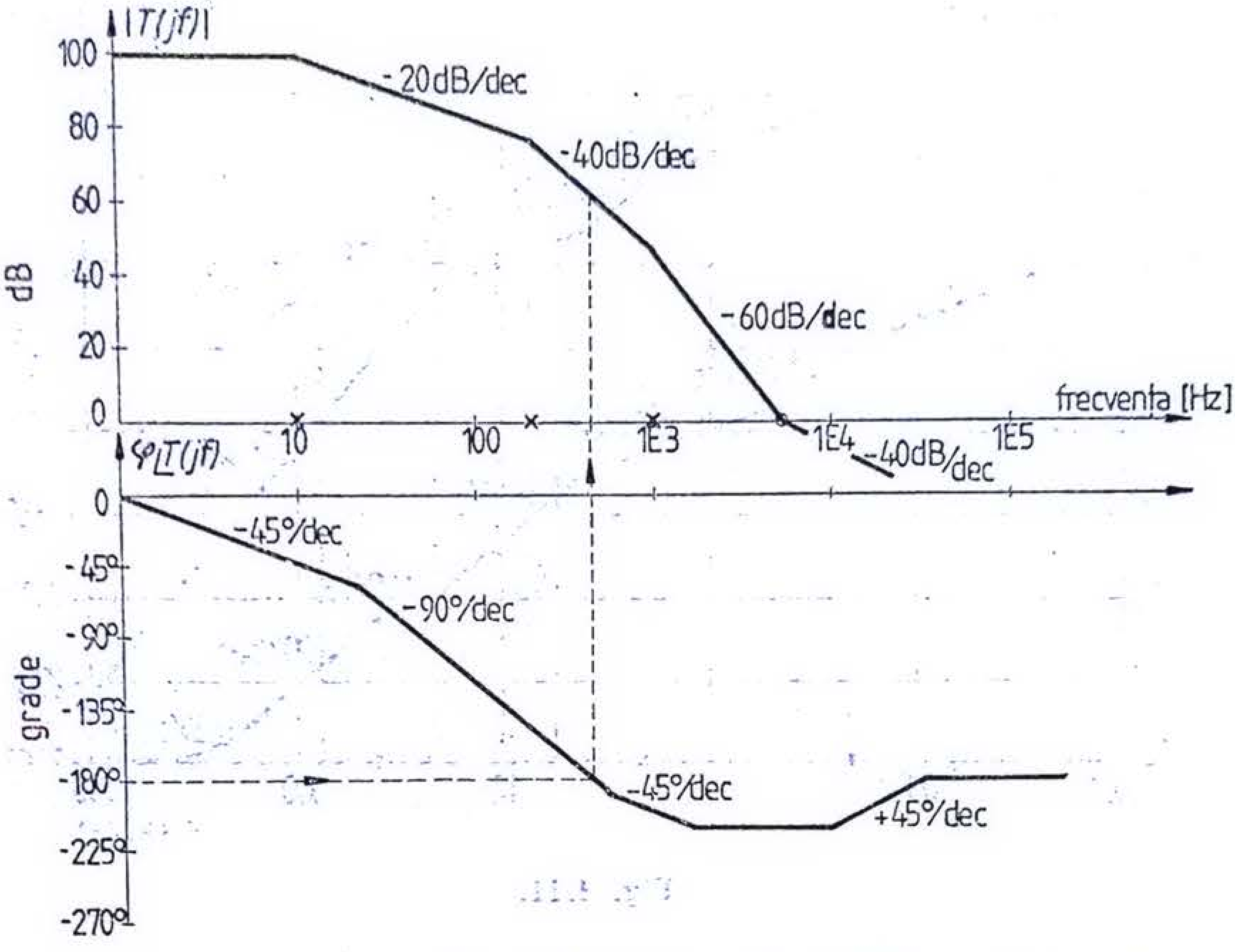



Fig. 4.13.

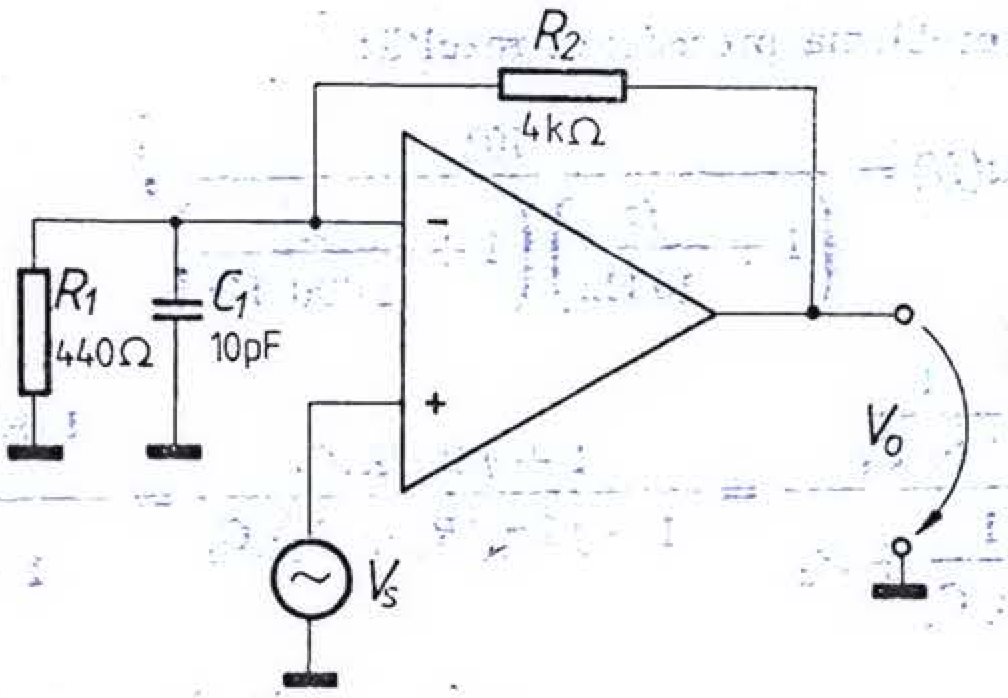



Fig. 4.14.

*Soluţie*. Pentru circuitul considerat

$$f(jf) = \frac{Z_1}{Z_1 + R_2} = \frac{\dfrac{R_1}{1 + j2\pi f R_1 C_1}}{R_2 + \dfrac{R_1}{1 + j2\pi f R_1 C_1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + j\,2\pi f R_1 R_2 C_1} =$$

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{jf}{2\pi C_1 (R_1 \parallel R_2)}} = \frac{1}{10} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{jf}{40\ \mathrm{MHz}}},$$

deci cîştigul buclei este

$$T(jf) = a(jf) \cdot f(jf) = \frac{50}{\left(1 + \dfrac{jf}{1\ \mathrm{MHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{40\ \mathrm{MHz}}\right)^2},$$

căruia îi corespund caracteristicile de frecvenţă din figura 4.15. Deoarece pentru $\varphi\,|\underline{T(jf)} = -180°$, $|T(jf)| \cong 2$ dB $> 0$ dB, rezultă că circuitul va oscila pe o frecvenţă de cca 40 MHz.

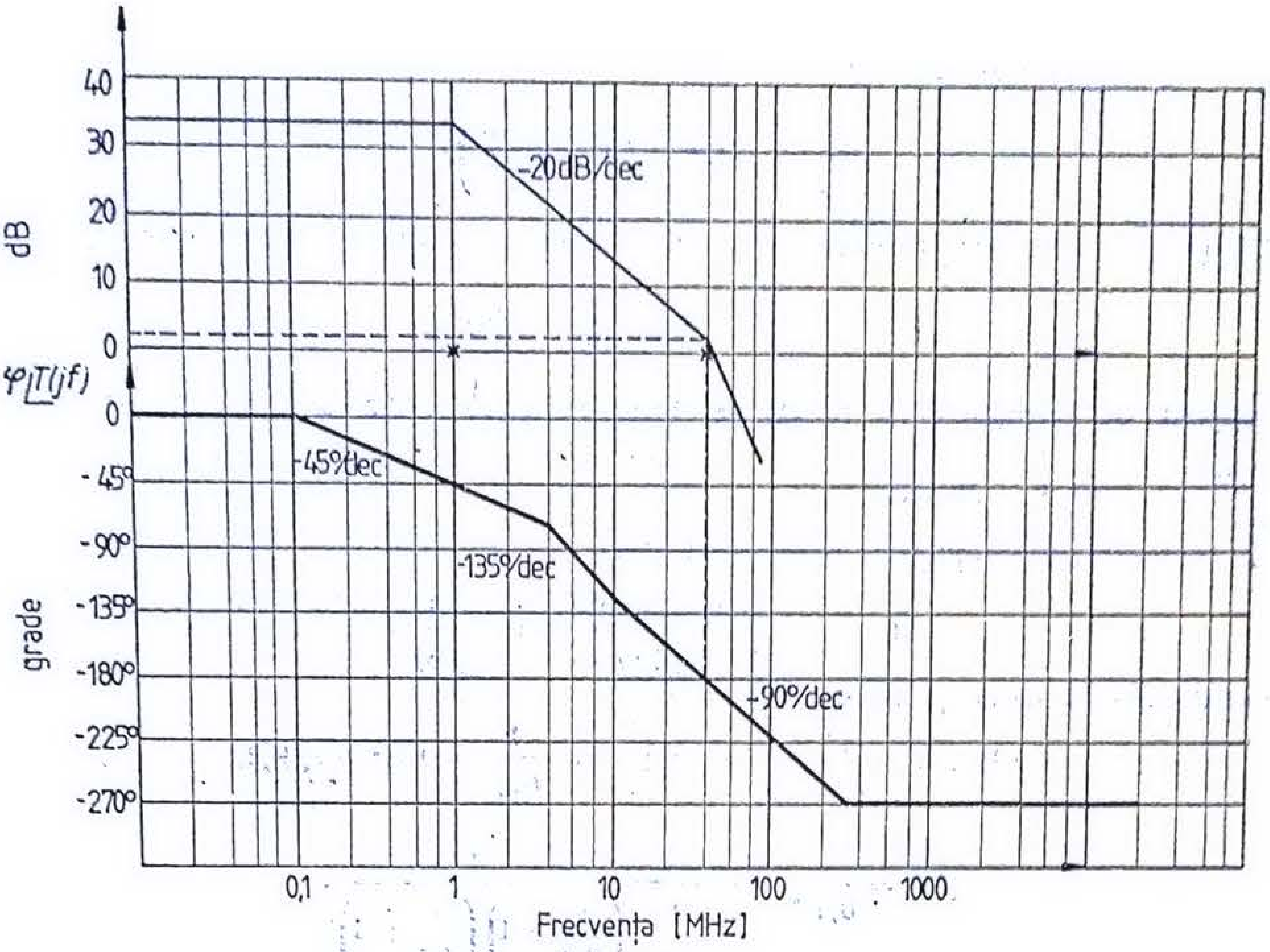



Fig. 4.15.

**4.12.** Un amplificator operațional este conectat într-o schemă de dublu derivator, ca în figura 4.16, în scopul obținerii unei amplificări în buclă închisă de forma

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -s(0{,}1s+1).$$

a. Să se determine valorile elementelor pasive necesare în acest scop considerînd amplificatorul operațional ideal.

b. Să se discute stabilitatea schemei, dacă se utilizează un amplificator operațional pentru care măsurările efectuate în buclă deschisă indică o amplificare în curent continuu mai mare de 100 dB, un singur pol și o amplificare de $10^4$ la $\omega = 10^3$ rad/s.

*Soluție.* Pentru determinarea amplificării în buclă închisă, în ipoteza unui amplificator operațional ideal, se egalează curentul prin condensatorul $C_1$ și curentul prin rezistența $R$ conectată la intrarea inversoare:

$$\frac{V_o}{R+\dfrac{R\dfrac{1}{j\omega C_2}}{R+\dfrac{1}{j\omega C_2}}}\cdot\frac{\dfrac{R}{j\omega C_2}}{R+\dfrac{1}{j\omega C_2}} = -\frac{V_i}{\dfrac{1}{j\omega C_1}},$$

$$\frac{V_o}{R+\dfrac{R}{1+j\omega C_2 R}}\cdot\frac{1}{1+j\omega C_2 R} = -j\omega C_1 V_i,$$

$$\frac{V_o}{2R+j\omega C_2 R^2} = -j\omega C_1 V_i,$$

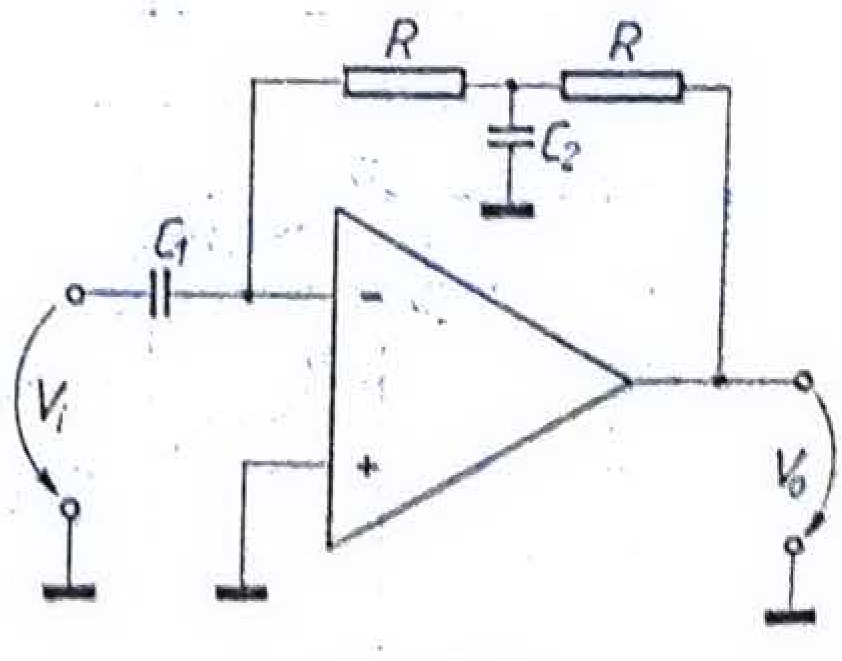



Fig. 4.16.

deci $\frac{V_0}{V_i} = -j\omega C_1R(2 + j\omega C_2R)$ sau, înlocuind $j\omega$ cu $s$,

$$\frac{V_o}{V_i} = -s2C_1R\left(1 + \frac{sC_2R}{2}\right).$$

Comparînd cu expresia amplificării în buclă închisă precizată în enunţul problemei, rezultă

$$2C_1R = 1 \text{ şi } \frac{C_2R}{2} = 0,1.$$

Alegînd, de exemplu, $R = 10$ kΩ, se obţine $C_1 = \frac{1}{2R} = 0,5 \cdot 10^{-4}$ F = 50 μF şi $C_2 = \frac{2 \cdot 0,1}{10^4} = 2 \cdot 10^{-5}$ F = 20 μF.

În ipoteza unui amplificator operaţional ideal

$$A(s) = -\frac{a(s)[1 - f(s)]}{1 + a(s) \cdot f(s)} \cong 1 - \frac{1}{f(s)},$$

deci, ţinînd seama de datele problemei,

$$-s(0,1s + 1) = 1 - \frac{1}{f(s)}, \quad \text{respectiv} \quad \frac{1}{f(s)} = 0,1s^2 + s + 1,$$

sau

$$f(s) = \frac{1}{0,1s^2 + s + 1} = \frac{1}{\left(\frac{s}{8,9} + 1\right)\left(\frac{s}{1,1} + 1\right)}.$$

Înlocuind din nou $s$ cu $j\omega$, rezultă

$$f(j\omega) = \frac{1}{\left(\frac{j\omega}{8,9} + 1\right)\left(\frac{j\omega}{1,1} + 1\right)}.$$

Înf igura 4.17 s-au reprezentat caracteristicile de frecvenţă ale reţelei de atenuare, $f(j\omega)$. Se observă că la $\omega' = 100$ s$^{-1}$, $\varphi|f(j\omega')| = -180°$ şi $|f(j\omega')| = -60$ dB; deci dacă la $\omega' = 100$ s$^{-1}$, $a(j\omega)\,| \geqslant 60$ dB, circuitul va oscila.

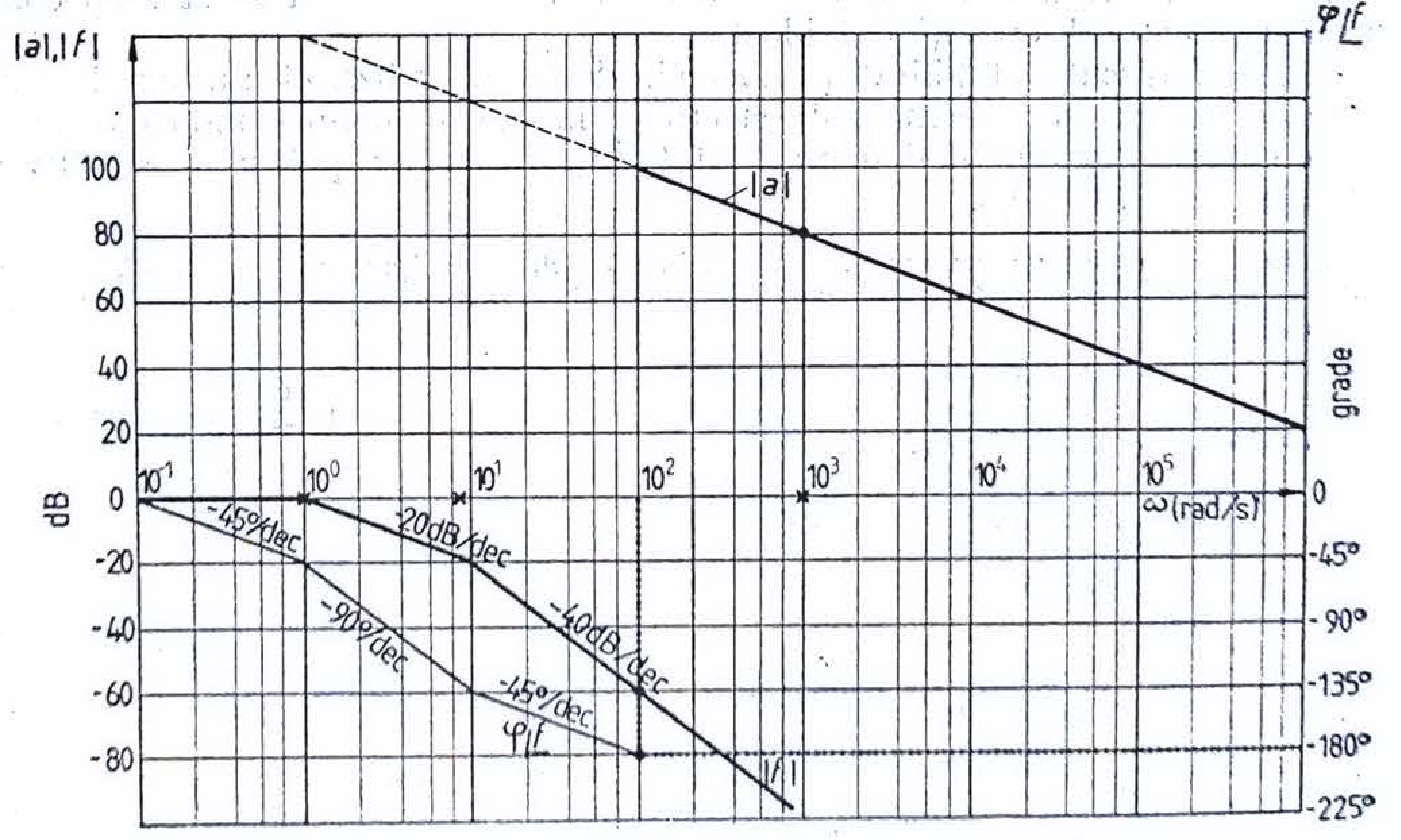



Fig. 4.17.

Conform datelor problemei, la $\omega' = 100\ s^{-1}$, $|a| > 100$ dB. Rezultă că schema va oscila.

**4.13.** Un amplificator operațional avînd amplificarea în buclă deschisă $a_0$ și un pol real și negativ $p_1$, este conectat într-o configurație de integrator ca în figura 4.18.

a. Să se determine expresia amplificării în buclă închisă.

b. Să se deseneze caracteristica modul-frecvență a amplificatorului în buclă închisă, admițînd $a_0 = 100\,000$, $p_1 = -10$ rad/s, $R = 10$ kΩ și $C = 500$ pF.

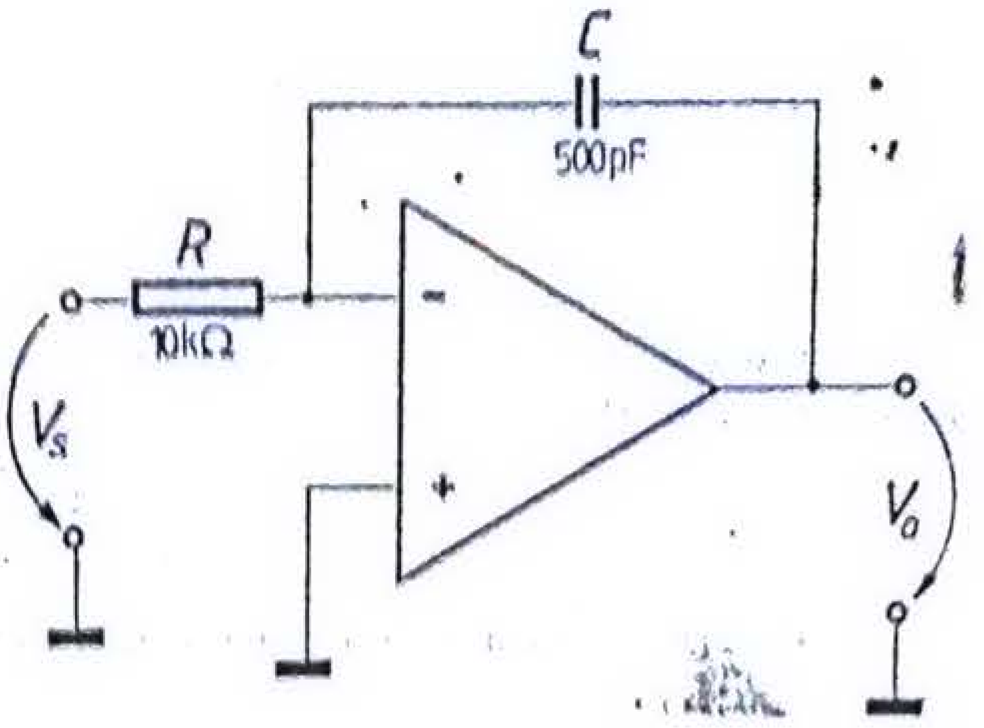


Fig. 4.18.

*Soluție.* Pentru circuitul din figura 4.18 se poate scrie

$$A(s) = \frac{-a(s)}{1 + a(s)\cdot f(s)}[1 - f(s)],$$

în care

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - \frac{s}{p_1}} = \frac{a_0}{1 + s\tau_1} = \frac{100\,000}{1 + \frac{s}{10}},$$

unde $\tau_1 = \frac{1}{|p_1|}$ și

$$f(s) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{sRC + 1},$$

deci

$$A(s) = -\frac{\frac{a_0}{1 + s\tau_1}}{1 + \frac{a_0}{1 + s\tau_1}\cdot\frac{sRC}{sRC + 1}}\left[1 - \frac{sRC}{sRC + 1}\right] =$$

$$= \frac{-a_0}{s^2\tau_1 RC + s[RC(a_0 + 1) + \tau_1] + 1}.$$

Deoarece $a_0 \gg 1$ și $a_0 RC \gg \tau_1$, rezultă

$$A(s) \cong -\frac{a_0}{s^2\tau_1 RC + s a_0 RC + 1}.$$

Pentru determinarea polilor acestei funcții de transfer trebuie rezolvată ecuația caracteristică $s^2\tau_1 RC + s a_0 RC + 1 = 0$, obținîndu-se

$$s_{1,2} = \frac{-a_0 RC \pm \sqrt{a_0^2 R^2 C^2 - 4\tau_1 RC}}{2\tau_1 RC} =$$

$$= -\frac{a_0}{2\tau_1} \pm \frac{a_0}{2\tau_1}\sqrt{1 - \frac{4\tau_1}{a_0^2 RC}}$$

Deoarece $\frac{4\tau_1}{a_0^2RC} \ll 1$, rezultă

$$s_1 \cong -\frac{a_0}{\tau_1}, \qquad s_2 = -\frac{a_0}{2\tau_1} + \frac{a_0}{2\tau_1}\sqrt{1 - \frac{4\tau_1}{a_0^2RC}}.$$

Dacă se dezvoltă în serie radicalul şi se păstrează numai primii doi termeni, se obţine o expresie mai simplă pentru $s_2$:

$$s_2 \cong -\frac{a_0}{2\tau_1} + \frac{a_0}{2\tau_1}\left(1 - \frac{1}{2}\cdot\frac{4\tau_1}{a_0^2RC}\right) = -\frac{1}{a_0RC}.$$

Cunoscînd expresiile celor doi poli, amplificarea în buclă închisă poate fi scrisă astfel:

$$A(s) = -\frac{a_0}{\left(1 + \frac{s\tau_1}{a_0}\right)(1 + sa_0RC)}. \tag{4.15}$$

Ţinînd seama de valorile numerice precizate în enunţul problemei, se obţine:

$$RC = 10^4 \cdot 500 \cdot 10^{-12} = 5 \cdot 10^{-6}\ \text{s},$$

$$s_1 = -\frac{a_0}{\tau_1} = a_0p_1 = -100\,000 \cdot 10 = -10^6\ \text{rad/s},$$

$$s_2 = -\frac{1}{a_0RC} = \frac{-1}{10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = -\frac{10}{2} = -2\ \text{rad/s}.$$

În figura 4.19 s-au reprezentat trei caracteristici modul-frecvenţă:

— una corespunzătoare unui integrator real $A(s)$, avînd amplificarea în buclă închisă definită de relaţia (4.15) şi valorile numerice asociate datelor din enunţ: $a_0 = 100\,000 = 50$ dB, $s_1 = -10^6$ rad/s; $s_2 = -2$ rad/s;

— o a doua, corespunzătoare amplificării în buclă deschisă $a(s)$, caracterizată prin $a_0 = 100\,000$ şi $p_1 = -10$ rad/s;

— cea de-a treia, $H(s)$, corespunzătoare unui integrator realizat cu un amplificator ideal ($a_0 = \infty$, $|p_1| = \infty$, $\tau_1 = 0$), avînd deci în buclă închisă o amplificare

$$H(s) = -\frac{1}{sRC} = -\frac{1}{s \cdot 5 \cdot 10^{-6}}.$$

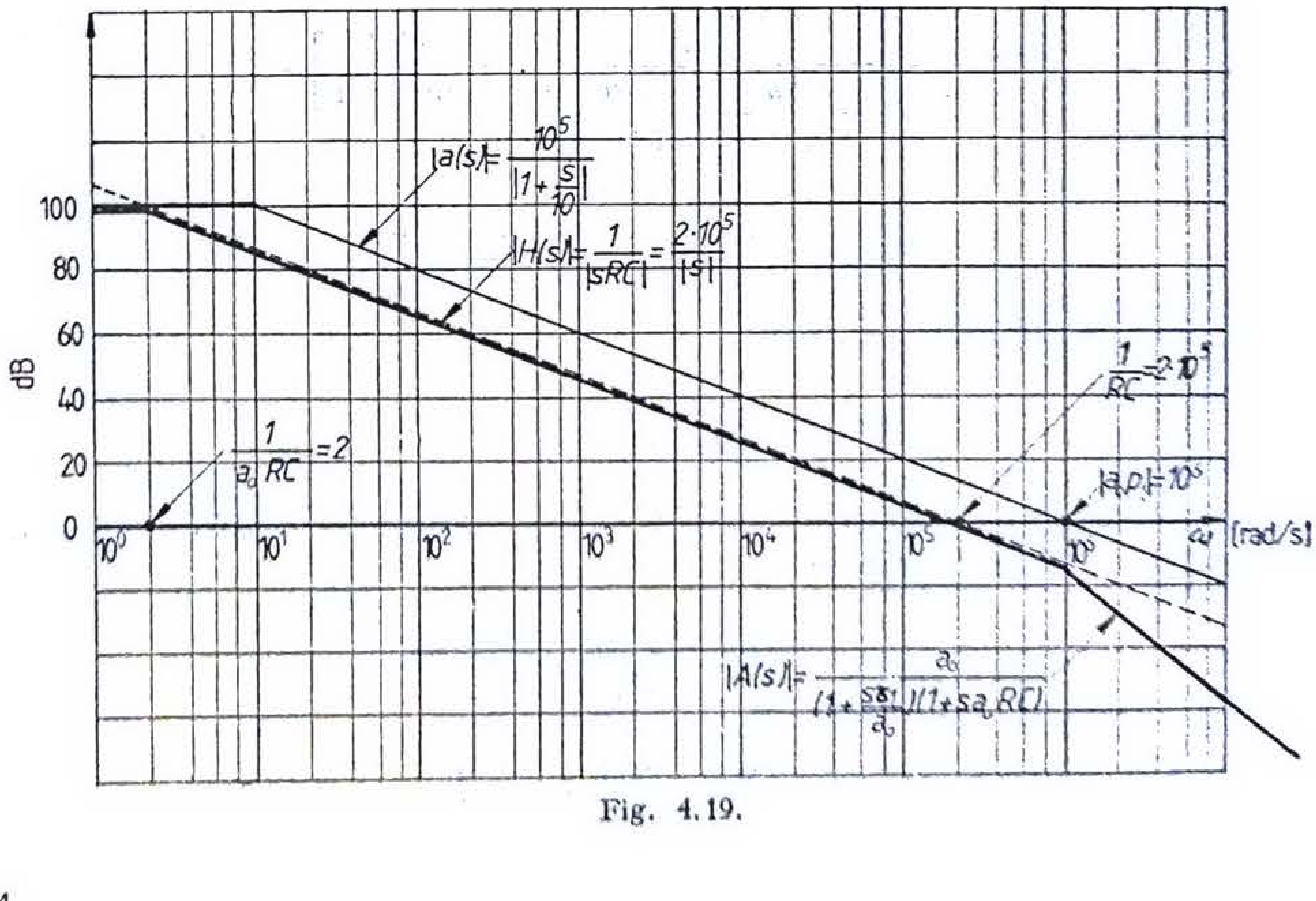



Fig. 4.19.

**4.14.** Un amplificator operaţional, avînd amplificarea în buclă deschisă $a_0$ şi un pol $p_1$ real şi negativ, este conectat într-o schemă de derivator ca în figura 4.20. Să se determine expresia amplificării în buclă închisă şi să se deseneze caracteristicile de frecvenţă. Numeric: $a_0 = 100\,000$, $p_1 = -10$ rad/s, $C = 1$ μF, $R = 10$ kΩ.

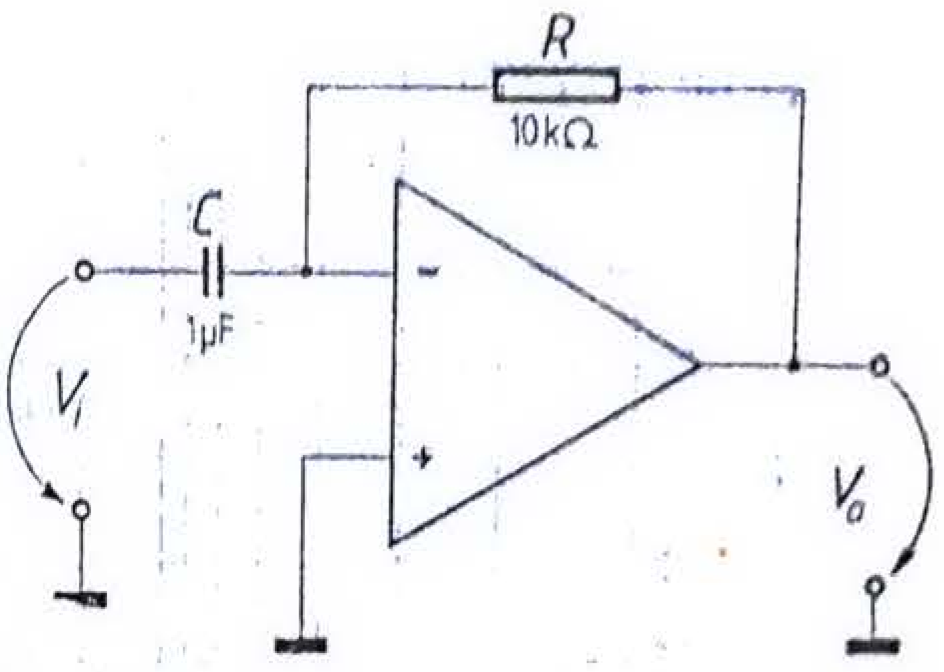


Fig. 4.20.

*Soluţie.* Procedînd ca în problema precedentă rezultă:

$$A(s) = -\frac{a(s)\,[1 - f(s)]}{1 + a(s)\cdot f(s)},$$

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - \dfrac{s}{p_1}} = \frac{a_0}{1 + s\tau_1} \quad \text{unde} \quad \tau_1 = \frac{1}{|p_1|},$$

$$f(s) = \frac{\dfrac{1}{sC}}{R + \dfrac{1}{sC}} = \frac{1}{RCs + 1},$$

$$A(s) = -\frac{\dfrac{a_0}{1 + s\tau_1}}{1 + \dfrac{a_0}{1 + s\tau_1}\cdot\dfrac{1}{RCs + 1}}\left[1 - \frac{1}{RCs + 1}\right].$$

Rezultă

$$A(s) = -\frac{RCs}{1 + \dfrac{1}{a_0}(\tau_1 + RC)\,s + \dfrac{\tau_1 RC}{a_0}s^2} \tag{4.16}$$

Amplificatorul în buclă închisă are o funcţie de transfer cu doi factori, corespunzînd relaţiei (4.16):

— un zero intersectînd axa de 0 dB în punctul

$$\omega = \frac{1}{RC} = \frac{1}{10^{-6}\cdot 10^4} = 100 \text{ rad/s}$$

— şi un factor pătratic de forma

$$\left[1 + \frac{1}{a_0}(\tau_1 + RC)\,s + \frac{\tau_1 RC}{a_0}s^2\right]^{-1} = 0,$$

în care

$$\tau_1 = \frac{1}{10} \text{ rad/s} \quad \text{şi} \quad RC = \frac{1}{100} \text{ rad/s}.$$

Prin comparaţie cu expresia corespunzătoare factorului pătratic din tabelul 4.1 rezultă:

$$\omega_0^2 = \frac{a_0}{\tau_1 RC},$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{\tau_1 RC}} = \sqrt{\frac{10^5}{10^{-1}\cdot 10^{-2}}} = \sqrt{10^8} = 10^4,$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{\tau_1 + RC}{\tau_1 RC},$$

$$Q = \frac{\omega_0\tau_1 RC}{\tau_1 + RC} = \sqrt{\frac{a_0}{\tau_1 RC}}\cdot\frac{\tau_1 RC}{\tau_1 + RC} = \sqrt{\frac{a_0\tau_1 RC}{(\tau_1 + RC)^2}} = \sqrt{\frac{10^5\cdot 10^{-1}\cdot 10^{-2}}{10}} = 3.$$

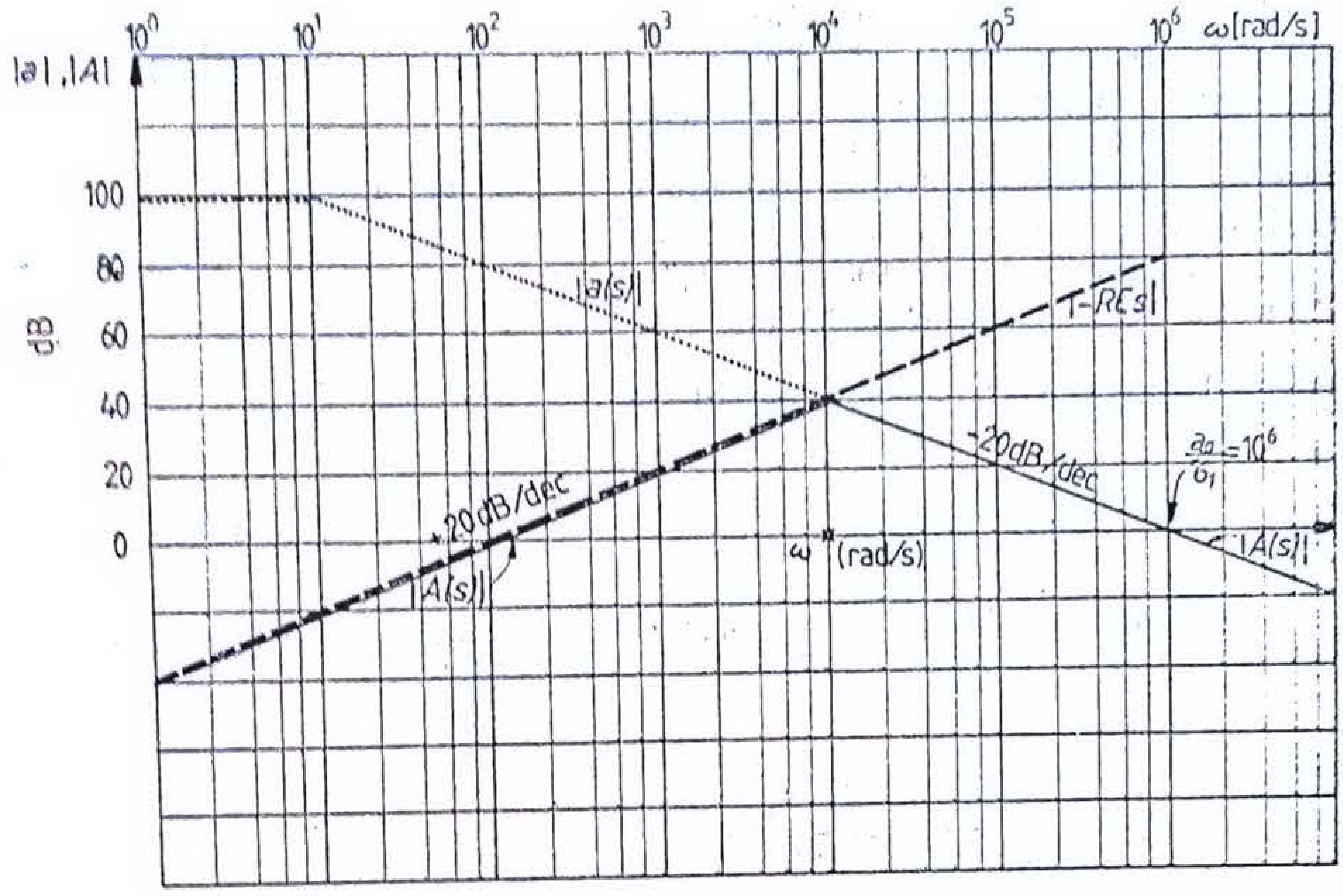



Fig. 4.21.

Deoarece $Q > 0{,}707$, rezultă că în caracteristica modul-frecvență vor apărea supracreșteri la frecvențe unghiulare apropiate de $\omega_0$.

În figura 4.21 s-au reprezentat următoarele caracteristici modul-frecvență:

— caracteristica asimptotică a unui circuit de derivare real, $A(s)$, corespunzînd funcției de transfer, exprimată prin relația (4.16), și datelor numerice din enunțul problemei;

— caracteristica amplificarii în buclă deschisă $a(s)$;

— caracteristica unui circuit de derivare realizat cu un amplificator operațional ideal ($a_0 = \infty$, $\tau_1 = 0$), $H(s) = -RCs$.

**4.15.** Se consideră un amplificator operațional avînd o funcție de transfer de forma

$$a(j\omega) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{10^3}{\left(1 + \frac{j\omega}{1\,000}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{10\,000}\right)\left(1 + \frac{j\omega}{100\,000}\right)},$$

căruia i se aplică un circuit de compensare avînd aspectul din figura 4.22. Rezistența de intrare în amplificatorul operațional se consideră infinită și rezistența de ieșire egală cu zero.

a. Să se calculeze funcția de transfer $a(j\omega) = V_o/V_s$.

b. Să se reprezinte grafic caracteristicile de frecvență ale amplificatorului de bază și ale amplificatorului compensat.

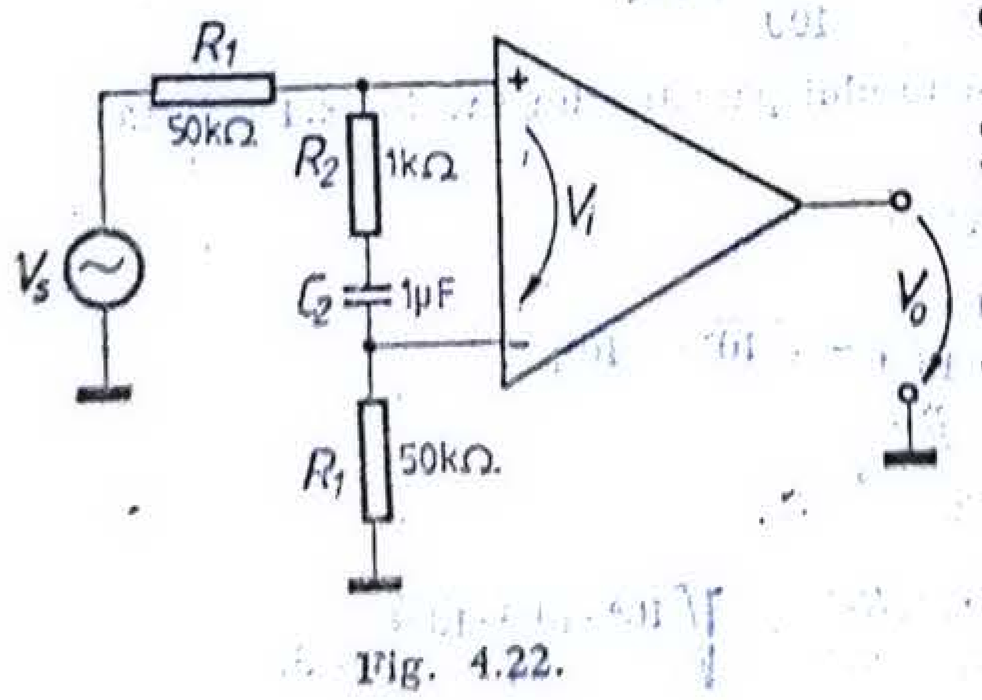



Fig. 4.22.

*Soluție.* Pentru circuitul din figura 4.22 rezultă

$$V_i = \frac{R_2 + \frac{1}{sC_2}}{2R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_2}} V_s = \frac{sR_2C_2 + 1}{1 + sC_2(2R_1 + R_2)} V_s,$$

$$V_o = a(s)\, V_i = a(s) \frac{sR_2C_2 + 1}{1 + sC_2(2R_1 + R_2)} V_s.$$

Deci funcţia de transfer a amplificatorului compensat este

$$a'(s) = \frac{V_o}{V_s} = a(s)\,\frac{1 + sR_2C_2}{1 + sC_2(2R_1 + R_2)}.$$

Înlocuind pe $s$ prin $j\omega$ rezultă

$$a'(j\omega) = a(j\omega)\,\frac{1 + j\omega R_2C_2}{1 + j\omega C_2(2R_1 + R_2)},$$

unde

$$a(j\omega) = \frac{a_o}{\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_3}\right)},$$

deci

$$a'(j\omega) = \frac{a_o\left(1 + \dfrac{j\omega}{\dfrac{1}{R_2C_2}}\right)}{\left[1 + \dfrac{j\omega}{\dfrac{1}{C_2(2R_1 + R_2)}}\right]\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_2}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{\omega_3}\right)}.$$

Deoarece

$$\frac{1}{R_2C_2} = \frac{1}{10^3 \cdot 10^{-6}} = 1\,000 \text{ s}^{-1} = \omega_1,$$

rezultă că zeroul reţelei de compensare compensează primul pol al amplificatorului de bază. Reţeaua de compensare introduce un nou pol la o frecvenţă unghiulară mult mai mică şi anume,

$$\omega_4 = \frac{1}{C_2(2R_1 + R_2)} \cong \frac{1}{2C_2R_1} = \frac{1}{10^{-6} \cdot 10^5} = 10 \text{ s}^{-1}.$$

Deci amplificarea în buclă deschisă, în prezenţa circuitului de compensare, este

$$a'(j\omega) = \frac{10^3}{\left(1 + \dfrac{j\omega}{10}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{10\,000}\right)\left(1 + \dfrac{j\omega}{100\,000}\right)},$$

ceea ce, aşa cum rezultă din caracteristicile de frecvenţă din figura 4.23, exclude pericolul de intrare în oscilaţie chiar în cazul limită al utilizării amplificatorului compensat într-o configuraţie repetoare pentru care $a(j\omega) = T(j\omega)$. Se observă însă că această compensare se realizează pe seama reducerii benzii de frecvenţe.

**4.16.** Să se calculeze frecvenţa polului dominant care trebuie introdus pentru a asigura compensarea amplificatorului operaţional µA 702 în configuraţie de repetor cu o margine de fază de 45°. Valoarea, la joasă frecvenţă, a amplificării în buclă deschisă este $a_o = 4\,000$, iar amplificatorul are polii $\left(-\dfrac{p_1}{2\pi}\right) = 1$ MHz, $\left(\dfrac{p_2}{2\pi}\right) = 4$ MHz şi $\left(-\dfrac{p_3}{2\pi}\right) = 40$ MHz.

Se va admite că noul pol nu afectează polii iniţiali ai amplificatorului*. Să se traseze caracteristicile de frecvenţă ale cîştigului buclei $T(j\omega)$ în lipsa şi în prezenţa compensării.

---

* Această ipoteză simplificatoare este valabilă pentru toate problemele care se rezolvă la compensare.

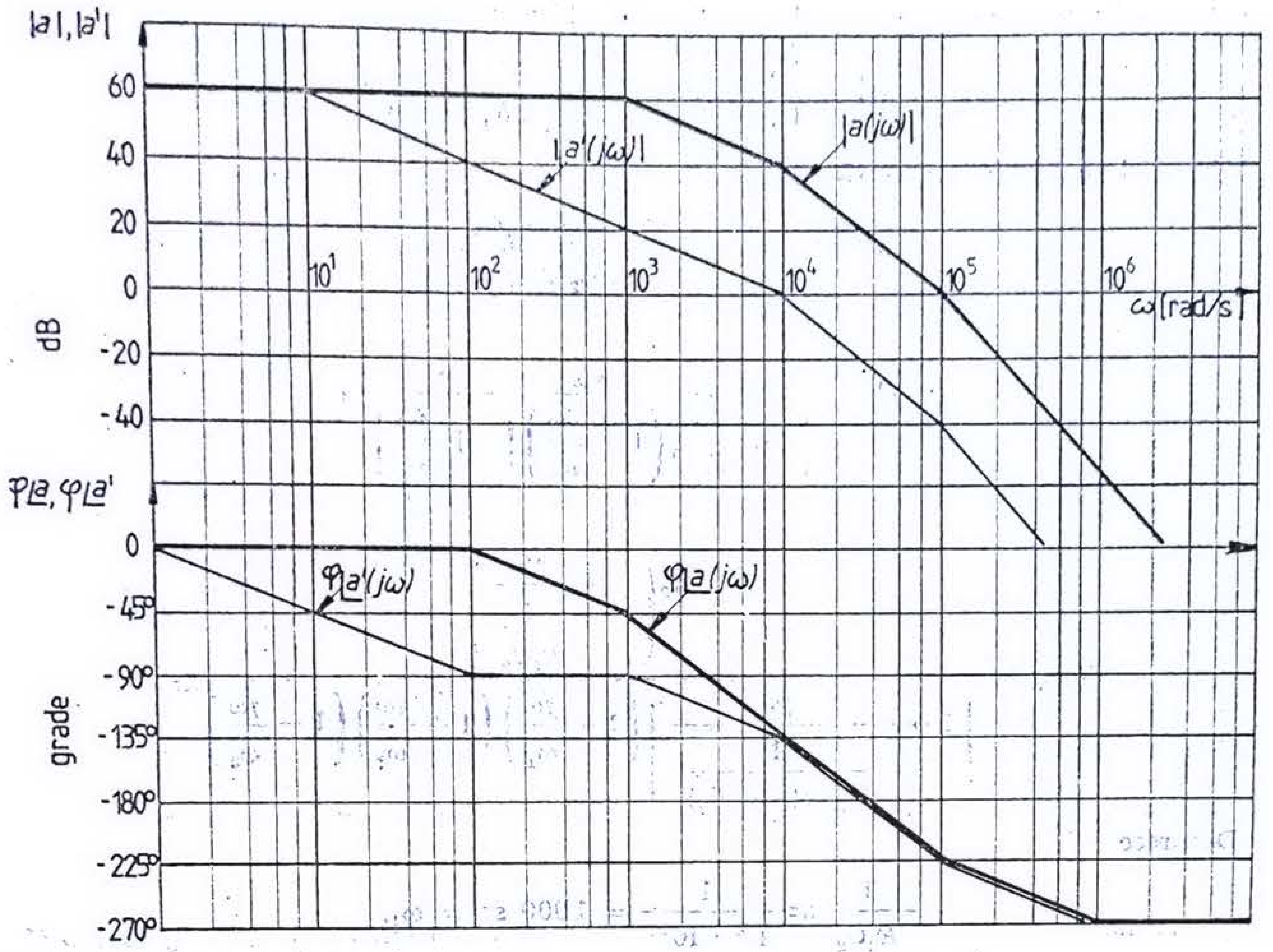



Fig. 4.23.

*Soluție*. Deoarece amplificatorul lucrează în configurație de repetor, $f(j\omega) = 1$, deci

$$T(j\omega) = a(j\omega) = \frac{4\,000}{\left(1 + \frac{jf}{1\text{ MHz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{4\text{ MHz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{40\text{ MHz}}\right)}.$$

Caracteristicile de frecvență ale lui $T(j\omega)$, în lipsa compensării, sînt trasate cu o linie continuă subțire în figura 4.24. Este evident că fără compensări o asemenea configurație ar fi fost instabilă.

Admitem că frecvența polului dominant este mai mică decît $f_1/10 = 100$ kHz (ulterior se va verifica). Aceasta înseamnă că pentru frecvențe mai mari de 100 kHz polul dominant introduce, la frecvențe mai mari decît $f_1$, un defazaj constant de $-90°$, ceea ce corespunde translatării caracteristicii de fază, trasată anterior, cu 90° în jos, după cum se arată în figură prin linia continuă mai groasă.

Polul dominant trebuie astfel plasat, încît cîștigul să scadă de la $4\,000 = 72$ dB la $1 = 0$ dB la frecvența la care faza lui $T(j\omega) = -180° + \varphi_M = -180° + 45° = -135°$, cu o pantă de $-20$ dB/dec. Rezultă valoarea frecvenței polului dominant $\left|\frac{p_D}{2\pi}\right| = 223$ Hz, așa cum se observă din figura 4.24.

Deoarece 223 Hz < 100 kHz, ipoteza în care s-a lucrat este corectă.

Prin introducerea polului dominant, caracteristica de transfer capătă forma

$$T(jf) = a(jf) = \frac{4\,000}{\left(1 + \frac{jf}{223\text{ Hz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{1\text{ MHz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{4\text{ MHz}}\right)\left(1 + \frac{jf}{40\text{ MHz}}\right)},$$

ceea ce permite trasarea caracteristicilor de frecvență în prezența compensării.

**4.17.** Generalizînd rezultatele obținute în problema precedentă, să se determine o relație aproximativă pentru calculul frecvenței unghiulare asociate polului dominant $p_D$ care asigură compensarea unei configurații repetoare cu o margine

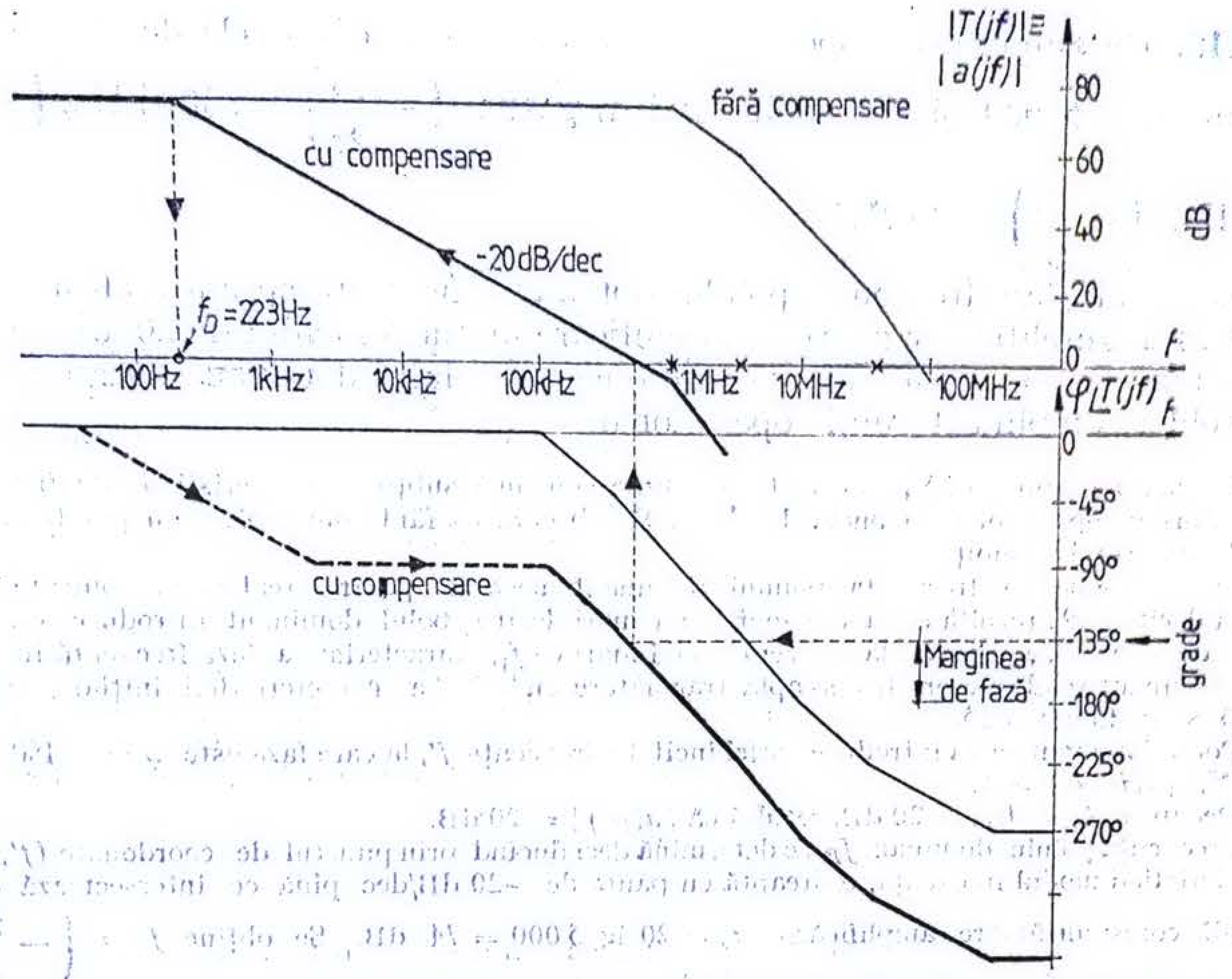



Fig. 4.24.

de fază de 45° utilizînd un amplificator operațional caracterizat printr-o amplificare în curent continuu $a_o$ și trei poli reali și negativi $p_1 < \frac{|p_2|}{10} < |p_3|$.

Se va presupune că prin introducerea polului dominant nu se modifică poziția polilor amplificatorului de bază.

*Soluție.* În conformitate cu figura 4.24, polul dominant $p_D$ trebuie astfel plasat încît la frecvența unghiulară $|p_1|$ faza amplificării în buclă deschisă să fie $\varphi = \varphi_M - 180° = -135°$, iar modulul amplificării să scadă de la $a_o$ la 1, cu o pantă de 20 dB/decadă.

Deoarece scăderea cu 20 dB/dec. implică o proporționalitate, rezultă că

$$|p_D| = \frac{|p_1|}{a_o}. \tag{4.17}$$

După introducerea polului $|p_D|$, funcția de transfer în buclă deschisă capătă forma

$$a'(j\omega) = \frac{a_o}{\left(1+\frac{j\omega}{p_D}\right)\left(1+\frac{j\omega}{p_1}\right)\left(1+\frac{j\omega}{p_2}\right)\left(1+\frac{j\omega}{p_3}\right)}.$$

Utilizînd relația (4.17) pentru datele problemei 4.16, rezultă

$$|p_D| = \frac{10^6}{4\,000} = 250 \text{ Hz},$$

față de 223 Hz cît s-a obținut anterior prin utilizarea unei soluții grafice. Diferența se datorează faptului că, deoarece polul $|p_2| = 4$ MHz nu este suficient de îndepărtat de $|p_1| = 1$ MHz, el introduce un defazaj semnificativ la frecvența unghiulară $|p_1|$.

**4.18.** Un amplificator operaţional are amplificarea în buclă deschisă în curent continuu $a_0 = 5\ 000$ şi trei poli reali negativi, $\left(-\dfrac{p_1}{2\pi}\right) = 300$ kHz, $\left(-\dfrac{p_2}{2\pi}\right) = 2$ MHz, $\left(-\dfrac{p_3}{2\pi}\right) = 25$ MHz.

Să se calculeze frecvenţa polului dominant necesară spre a realiza compensarea acestui amplificator pentru o amplificare în buclă închisă de 20 dB şi o margine de fază de 45°. Se admite că introducerea polului dominant nu afectează poziţia polilor amplificatorului operaţional.

*Soluţie.* În figura 4.25 s-au trasat cu o linie continuă subţire caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului operaţional în buclă deschisă. Se observă că fără compensare nu pot fi îndeplinite condiţiile impuse în enunţ.

Se presupune că frecvenţa polului dominant necesar pentru realizarea compensării este mai mică decît $f_1/10$; rezultă că la frecvenţe mai mari decît $f_1$ polul dominant introduce un defazaj constant de $-90°$. Ca urmare, la frecvenţe mai mari ca $f_1$, caracteristica fază-frecvenţă în prezenţa polului dominant se obţine printr-o simplă translatare cu $-90°$ a caracteristicii iniţiale, după cum se arată şi în figura 4.25.

Polul dominant se va introduce astfel încît la frecvenţa $f'$, la care faza este $\varphi = -180 \div 45 = -135°$, $|a(jf')f_0| = 1$.

Deoarece $A_0 = 1/f_0 = 20$ dB, rezultă că $|a(jf')| = 20$ dB.

Frecvenţa polului dominant $f_D$ se determină deci ducînd prin punctul de coordonate $(f', 20\ \text{dB})$, al caracteristicii modul-frecvenţă, o dreaptă cu panta de $-20$ dB/dec pînă ce intersectează dreapta orizontală corespunzătoare amplificării $a_0 = 20 \lg 5\ 000 = 74$ dB. Se obţine $f_D = \left(-\dfrac{p_D}{2\pi}\right) = 600$ Hz, deci expresia cîştigului buclei în prezenţa polului dominant este

$$T(jf) = \frac{a_0 f_0}{\left(1 + \dfrac{jf}{f_D}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{f_1}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{f_2}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{f_3}\right)} =$$

$$= \frac{500}{\left(1 + \dfrac{jf}{600}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{300\ \text{kHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{2\ \text{MHz}}\right)\left(1 + \dfrac{jf}{25\ \text{MHz}}\right)}.$$

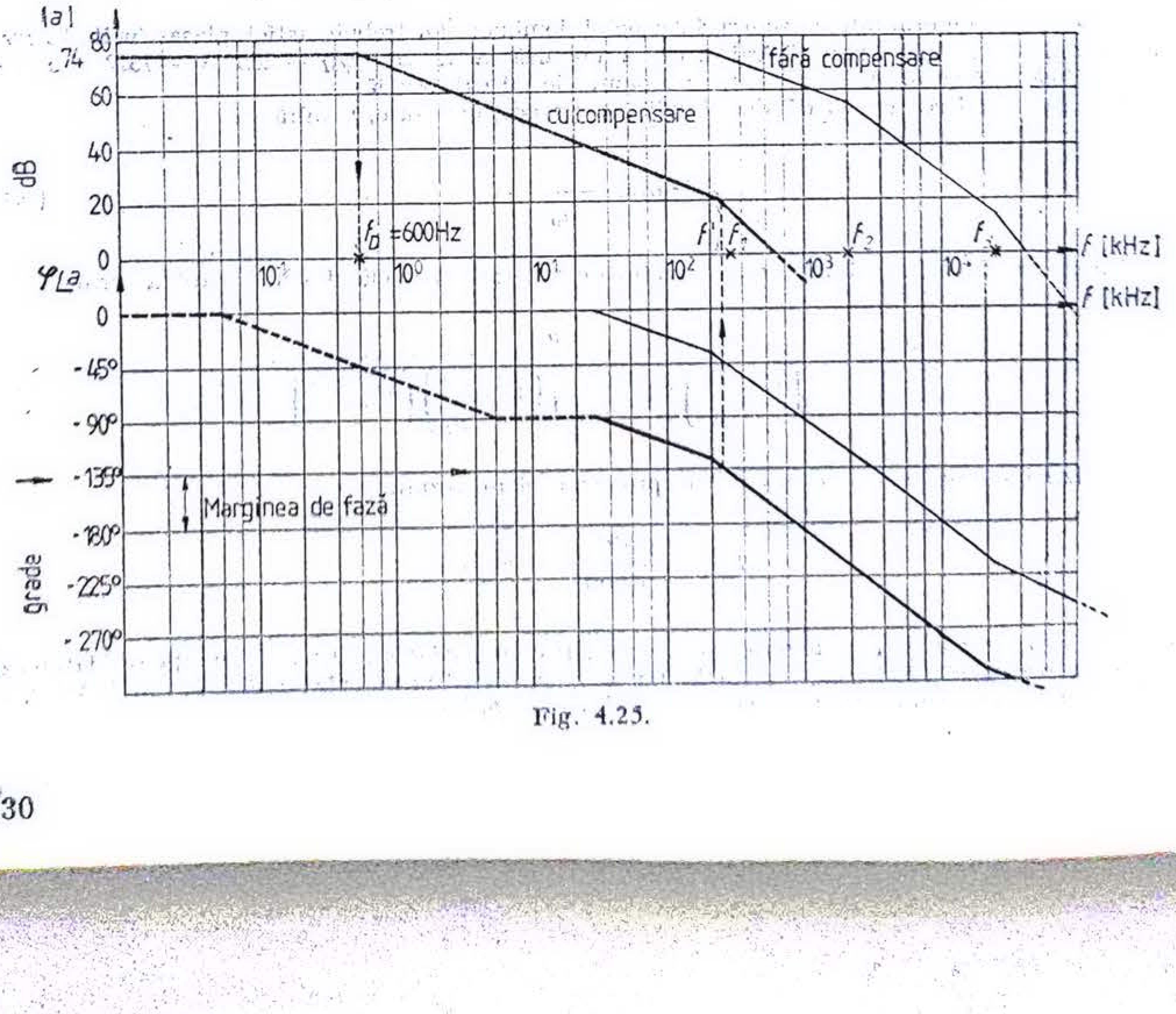



Fig. 4.25.

**4.19.** Un amplificator operațional are în buclă deschisă o amplificare de joasă frecvență $a_0$ și trei poli reali și negativi

$$|p_1| < \frac{|p_2|}{10} < |p_3| \qquad \left(\omega_1 < \frac{\omega_2}{10} < \omega_3\right).$$

Utilizînd rezultatele din problema precedentă, să se determine o relație pentru calculul frecvenței unghiulare a polului dominant $\omega_D = -(p_D)$ care asigură compensarea acestui amplificator pentru un cîștig în buclă închisă $A_o$ și o margine de fază $\varphi_M = 45°$. Se va presupune că introducerea polului dominant nu afectează poziția polilor amplificatorului de bază.

*Soluție.* Se admite $\omega_D < \omega_1/10$; ca urmare, la frecvența unghiulară $\omega_1$ faza amplificării în buclă deschisă în prezența polului dominant este

$$\varphi(\omega_1) = -90° - 45° = -135°,$$

în care $-90°$ reprezintă contribuția polului dominant, iar $-45°$ este contribuția polului $p_1$.

În același timp însă prin datele problemei se impune $\varphi_M = 45°$, adică o fază $\varphi = \varphi_M - 180 = -135°$ la frecvența la care $|T(j\omega)| = 1$.

Deci trebuie impusă condiția $|a(j\omega_1) \cdot f_o| = 1$ sau

$$a(j\omega_1) = \frac{1}{f_o} = A_o.$$

Însă caracteristica modul-frecvență a amplificării în buclă deschisă în prezența polului dominant este determinată de acesta la frecvențe unghiulare $\omega < \omega_1$, deci scade liniar între $\omega_D$ și $\omega_1$ cu 20 dB/dec. de la $a_o$ la $1/f_o$. Rezultă

$$\omega_D = \frac{\omega_1}{a_o f_o} \tag{4.18a}$$

sau

$$|p_D| = \frac{|p_1|}{a_o} A_o. \tag{4.18b}$$

Utilizînd relațiile (4.18) pentru datele numerice ale problemei (4.18) se obține

$$f_D = \frac{f_1}{a_o} A_o = \frac{300 \cdot 10^3}{5\,000} \cdot 10 = 600 \text{ Hz},$$

deci același rezultat ca acela obținut în problema precedentă.

**4.20.** Se consideră un amplificator operațional avînd o amplificare în curent continuu $a_o = 5\,000$ și trei poli reali negativi corespunzînd frecvențelor de 300 kHz, 2 MHz și 25 MHz. Amplificatorul se compensează prin reducerea frecvenței polului cu frecvența cea mai mică, care devine pol dominant.

Să se calculeze frecvența polului dominant necesară spre a realiza compensarea acestui amplificator pentru cîștig unitar în buclă închisă și o margine de fază de 45°. Se va presupune că restul polilor rămîn neschimbați. Cît este frecvența limită superioară a amplificatorului în buclă închisă?

*Soluție.* În figura 4.26 s-au reprezentat caracteristicile de frecvență în buclă deschisă ale amplificatorului operațional. Frecvența unghiulară corespunzătoare obținerii unei margini de fază de 45° este frecvența la care $\varphi|T(j\omega)| = \varphi|a(j\omega)| = 45 - 180° = -135°$.

Dacă se admite că $\omega_D < \frac{\omega_1}{10}$, această frecvență este chiar $\omega_2$. Într-adevăr, $\varphi(\omega_2) = -90 - 45 = -135°$, în care $-90$ reprezintă contribuția polului dominant $p_D$, iar $-45°$ contribuția polului $p_2$.

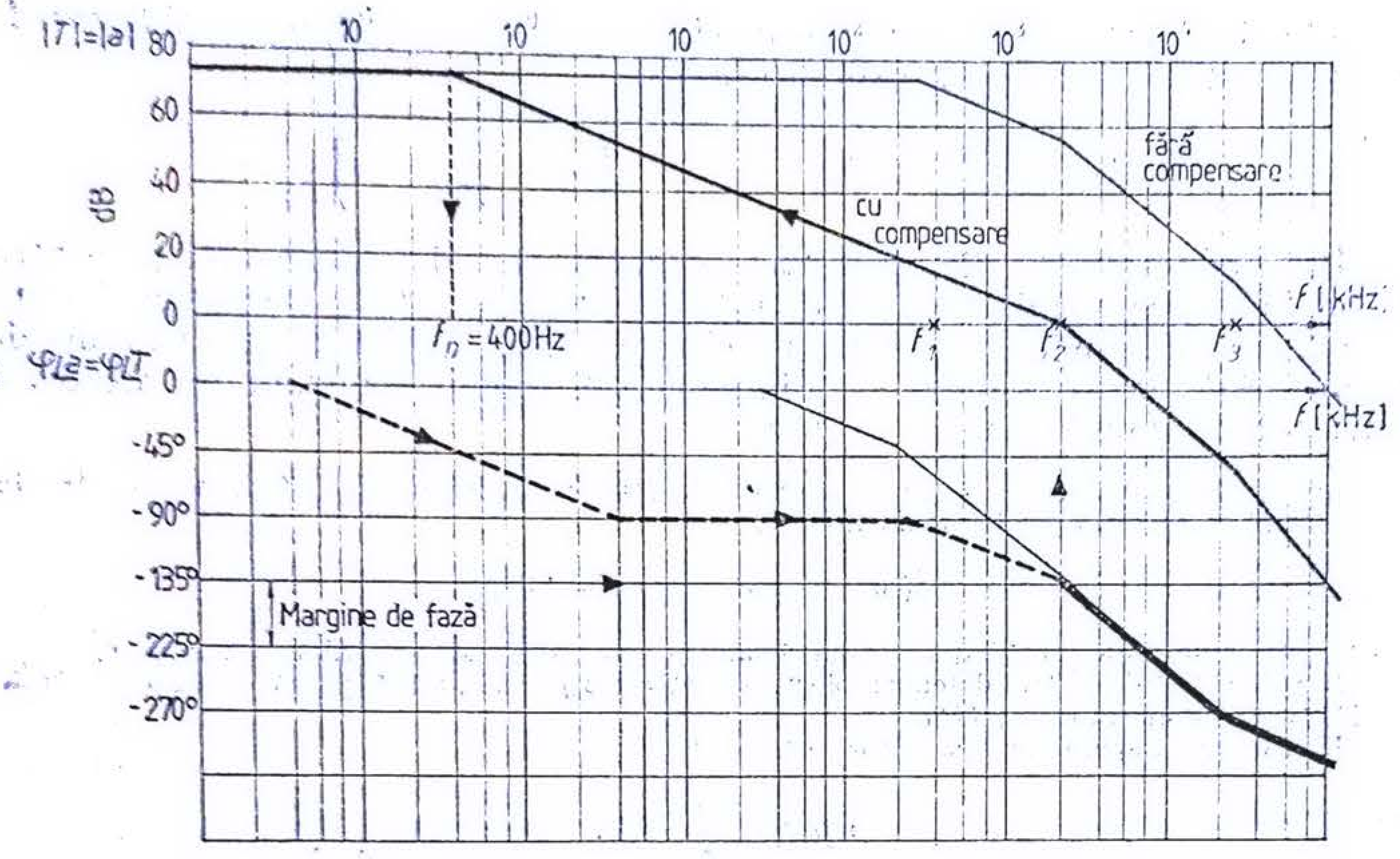



Fig. 4.26.

În continuare trebuie pusă condiția ca la frecvența $\omega_2$ $|T(j\omega_2)| = 1$. Deoarece $f_o = 1$, rezultă $|a(j\omega_2)| = 1$.

Întrucît, la frecvența $\omega < \omega_2$, caracteristica modul-frecvență este determinată de polul dominant, deci scade liniar de la $a_o$ la 1 între $\omega_D$ și $\omega_2$, rezultă

$$\omega_D = \frac{\omega_2}{a_o}, \tag{4.19}$$

iar

$$\omega_S \cong \omega_2. \tag{4.20}$$

Ținînd seama de valorile numerice din enunțul problemei, rezultă

$$f_D = \frac{f_2}{a_o} = \frac{2 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^3} = 400 \text{ Hz} \quad \text{și} \quad f_s \cong f_2 = 2 \text{ MHz}.$$

**4.21.** Să se repete problema 4.20 pentru realizarea compensării, în cazul în care cîștigul în buclă închisă este de 20 dB și marginea de fază tot de 45°.

*Soluție.* Procedînd la fel ca în problema precedentă, se va impune ca la frecvența unghiulară $\omega_2$ să avem $|T(j\omega_2)| = |a(j\omega_2) \cdot f_o| = 1$, unde $f_o = \dfrac{1}{A_o}$. Deci

$$|a(j\omega_2)| = \frac{1}{f_o} = A_o.$$

Deoarece modulul amplificării $a(j\omega)$ scade liniar de la $a_o$ la $1/f_o$ între $\omega_D$ și $\omega_2$, rezultă

$$\omega_D = \frac{\omega_2}{a_o f_o} = \frac{\omega_2}{a_o} A_o, \tag{4.21}$$

$$\omega_0 \cong \omega_2. \tag{4.22}$$

Numeric: $f_D = 4$ kHz, iar $f_s = 2$ MHz.

**4.22.** Un amplificator operațional are în buclă deschisă o amplificare în curent continuu $a_o$ și o rezistență de ieșire $R_o$, iar răspunsul său în frecvență este determinat de un pol real și negativ $p_1$. Amplificatorul este conectat într-o configurație neinversoare, caracterizată printr-un factor de reacție indepedent de frecvența $f_o$. Să se determine dependența de frecvență a impedanței de ieșire în buclă închisă și să se propună un echivalent. Să se schițeze această dependență admițînd $a_o = 100\,000$, $R_o = 100\ \Omega$, $f_1 = \frac{|p_1|}{2\pi} = 5$ Hz și $f_o = \frac{1}{100}$.

*Soluție.* Configurația neinversoare corespunde unei reacții negative paralel la ieșire, pentru care se poate scrie

$$Z_o = \frac{R_o}{1 + a(j\omega)\, f_o}, \tag{4.23}$$

unde

$$a(j\omega) = \frac{a_o}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}},$$

deci

$$Z_o = \frac{R_o}{1 + a_o f_o} \cdot \frac{1 + \dfrac{j\omega}{\omega_1}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1(1 + a_o f_o)}}. \tag{4.24}$$

La frecvențe foarte joase ($\omega \to 0$)

$$Z_{o if} = \frac{R_o}{1 + a_o f_o}, \tag{4.25}$$

ceea ce ilustrează o comportare pur rezistivă, independentă de frecvență.

La frecvențe foarte mari ($\omega \to \infty$),

$$Z_{o if} = R_o. \tag{4.26}$$

În domeniul intermediar valoarea impedanței de ieșire crește de la $\frac{R_o}{1 + a_o f_o}$ la $R_o$, ceea ce corespunde unei comportări inductive, care poate avea o influență hotărîtoare asupra funcționării schemei, în special dacă lucrează pe o sarcină capacitivă. Ca urmare, se poate propune un circuit echivalent avînd aspectul din figura 4.27, pentru care se poate scrie

$$Z_o = (R_1 \parallel R_2)\, \frac{1 + \dfrac{j\omega L}{R_1}}{1 + j\dfrac{\omega L}{R_1 + R_2}}. \tag{4.27}$$

La frecvențe foarte mari inductorul se comportă ca un circuit deschis, deci $Z_{oif} = R_2$ și, ținînd seama și de relația (4.26), rezultă

$$R_2 = R_o. \tag{4.28}$$

La frecvențe foarte mici inductorul este scurtcircuit, deci $Z_{oif} = R_1 \parallel R_2$ și, ținînd seama de relația (4.25), rezultă

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_o}{1 + a_o f_o},$$

respectiv

$$R_1 = \frac{1}{\dfrac{1 + a_o f_o}{R_o} - \dfrac{1}{R_2}} \cong \frac{R_o}{1 + a_o f_o}. \tag{4.29}$$

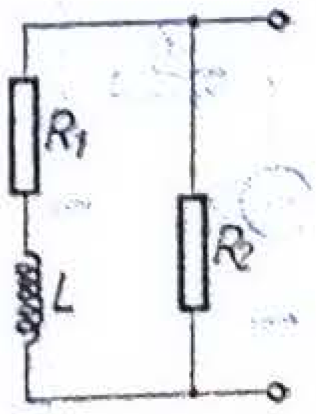



Fig. 4.27.

În sfîrșit, comparînd relațiile (4.24) și (4.27) rezultă

$$L = \frac{R_1}{\omega_1} \cong \frac{R_0}{\omega_1(1 + a_0 f_0)}. \tag{4.30}$$

Pentru valorile numerice precizate în enunțul problemei rezultă

$$R_2 = 100\ \Omega, \quad R_1 \cong \frac{100}{1\,000} = 0{,}1\ \Omega, \quad L = \frac{100}{2\pi \cdot 5 \cdot 1000}\ \text{H} = 3{,}18\ \text{mH}.$$

**4.23.** Se consideră un amplificator operațional avînd amplificarea în curent continuu $a_0$ și un pol triplu real și negativ $p_1$. Amplificatorul este conectat într-o configurație inversoare ca în figura 4.28, prevăzută cu posibilitatea de compensare prin intermediul condensatorului $C$. Să se determine analitic valoarea minimă a capacității $C$, în funcție de cîștigul la joasă frecvență, $T_0$, al buclei, astfel încît sistemul să fie stabil.

*Soluție.* Pentru amplificatorul considerat

$$a(j\omega) = \frac{a_0}{\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}\right)^3} \quad \text{sau} \quad a(jx) = \frac{a_0}{(1 + jx)^3},$$

unde

$$x = \frac{\omega}{\omega_1} \geqslant 0 \tag{4.31}$$

reprezintă frecvența unghiulară normată. De asemenea,

$$f(j\omega) = \frac{R_1 \| \dfrac{1}{j\omega C}}{R_2 + R_1 \| \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C(R_1 \| R_2)},$$

sau

$$f(jx) = f_0 \frac{1}{1 + jKx},$$

unde

$$f_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \tag{4.32}$$

$$K = \omega_1 C(R_1 \| R_2) = \frac{C(R_1 \| R_2)}{\tau_1}.$$

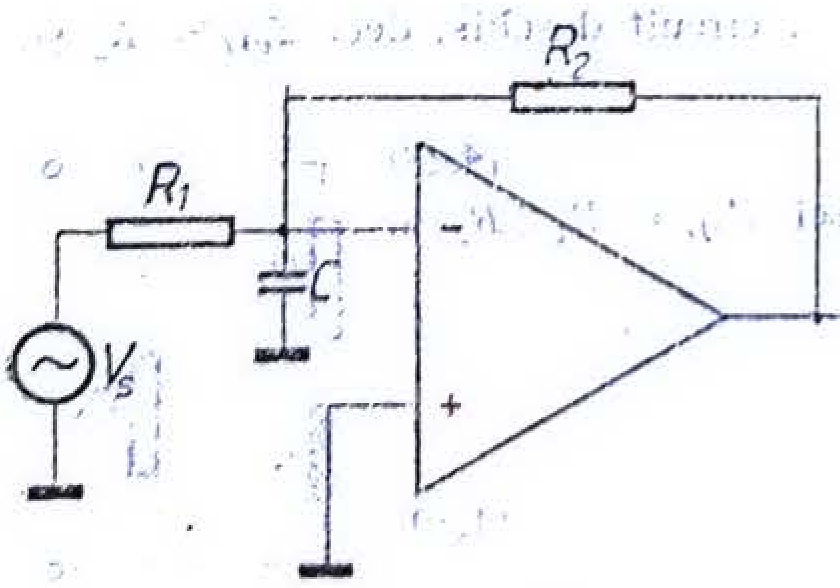



Fig. 4.28.

Rezultă

$$T(jx) = \frac{a_0 f_0}{(1 + jx)^3 (1 + jKx)} = \frac{T_0}{(1 + jx)^3 (1 + jKx)}, \tag{4.33 a}$$

unde

$$T_0 = a_0 f_0,$$

deci

$$|T(jx)|^2 = \frac{T_0^2}{(1 + x^2)^3 (1 + K^2 x^2)}. \tag{4.33 b}$$

Pentru a determina faza cîştigului $T(jx)$ trebuie desfăcute parantezele de la numitorul expresiei (4.33 a):

$$(1 + jx)^3(1 + jKx) = [1 - 3x^2(K + 1) + Kx^4] + jx[3 + K - x^2(1 + 3K)],$$

prin urmare

$$\varphi \underline{| T(jx)} = -\text{arctg}\, \frac{x[3 + K - x^2(1 + 3K)]}{1 - 3x^2(K + 1) + Kx^4}. \tag{4.33 c}$$

Pentru studiul stabilităţii trebuie determinată frecvenţa la care $\varphi \underline{| T(jx)} = -\pi$, respectiv $\text{tg}\, \varphi \underline{| T(jx)} = 0$; notînd această frecvenţă cu $x_{-\pi}$, rezultă

$$3 + K - x_{-\pi}(1 + 3K) = 0$$

sau

$$x^2_{-\pi} = \frac{3 + K}{1 + 3K}. \tag{4.34}$$

Condiţia de stabilitate este echivalentă cu $| T(jx_{-\pi}) | < 1$. Înlocuind relaţia (4.34) în expresia (4.33 b) rezultă

$$| T(jx^2_{-\pi}) |^2 = \frac{T_0^2(1 + 3K)^4}{2^6(K + 1)^6},$$

respectiv

$$T(jx_{-\pi}) = \frac{T_0(1 + 3K)^2}{2^3(K + 1)^3}.$$

Ca urmare, condiţia de stabilitate devine

$$\frac{T_0(1 + 3K)^2}{2^3(K + 1)^3} < 1 \quad \text{sau}$$

$$\frac{2^3(K + 1)^3}{(1 + 3K)^2} > T_0. \tag{4.35}$$

Soluţiile inecuaţiei (4.35) arată ce valori trebuie să ia $K$, la $T_0$ impus, pentru ca sistemul să fie stabil. Utilizînd figura 4.29 în care s-a reprezentat funcţia

$$F(K) = \frac{2^3(K + 1)^3}{(1 + 3K)^2}, \quad K \in [1, \infty) \tag{4.36}$$

se poate face în continuare următoarea discuţie:

— cînd $T_0 < 4$, $F(K) > T_0$; sistemul este stabil pentru orice valoare a lui $K$, adică pentru orice condensator; deci prezenţa condensatorului nu este necesară pentru asigurarea stabilităţii;

— cînd $4 < T_0 < 8$, bucla este stabilă pentru $K \in (0;\ K_1) \cup \cup\ (K_2;\ \infty)$,

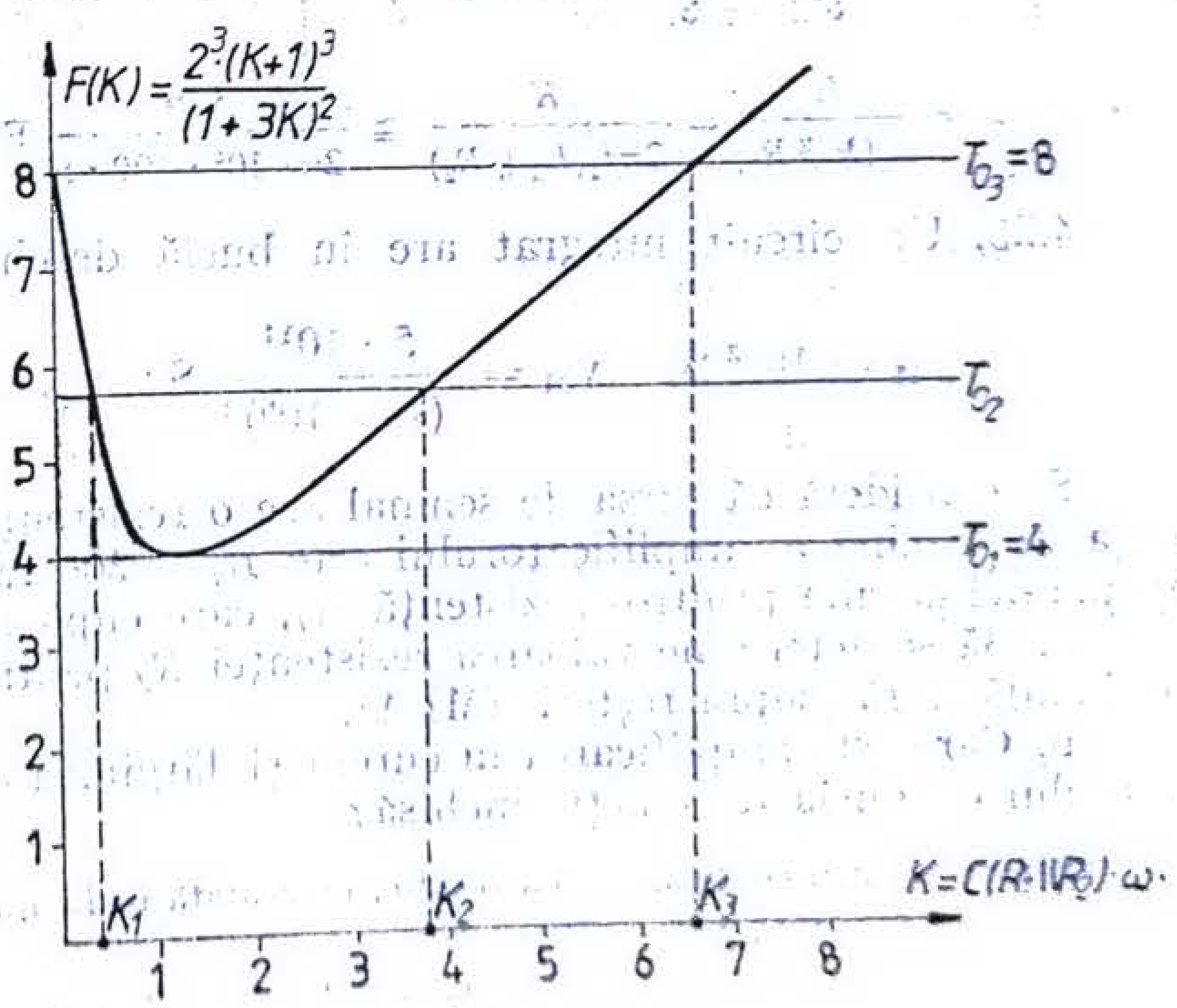



Fig. 4.29.

adică pentru

$$C < C_1 = \frac{K_1}{\omega_1(R_1 \parallel R_2)} \quad \text{sau} \quad C > C_2 = \frac{K_2}{\omega_1(R_1 \parallel R_2)};$$

deci nici în acest caz nu este necesar condensatorul; dimpotrivă, dacă schema conține un condensator de valoare improprie ($C_1 < C < C_2$), ea poate deveni instabilă;

— cînd $T_o \geqslant 8$, trebuie ca $K \geqslant K_3$, respectiv $C \geqslant \frac{K_3}{\omega_1(R_1 \parallel R_2)}$ pentru asigurarea unei funcționări stabile.

**4.24.** Să se calculeze valoarea minimă a condensatorului $C$ necesară realizării compensării schemei din figura 4.28, admițînd $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 10\,000\ \Omega$ și amplificatorul operațional caracterizat prin funcția de transfer

$$a(jf) = \frac{1\,000}{\left(1 + \frac{jf}{1\ \text{MHz}}\right)^3}.$$

*Soluție.* Se utilizează rezultatele generale obținute în problema precedentă:

$$T_o = a_o f_o \cong 1\,000 \cdot \frac{100}{1\,100} = \frac{1\,000}{11} = 91 > 8.$$

Rezultă, conform discuției anterioare, că pentru asigurarea unei funcționări stabile este absolut necesară utilizarea unui condensator de compensare.

Pentru determinarea valorii minime a condensatorului trebuie determinată valoarea lui $K$ pentru care expresia (4.36) devine egală cu 91, deci

$$91 = \frac{2^3(K+1)^3}{(1+3K)^2}.$$

Pentru valori mari ale lui $F(K)$, aceasta se reduce la rezolvarea ecuației $91 = \frac{2^3K}{9}$, de unde $K = \frac{9 \cdot 91}{8} = \frac{819}{8}$, respectiv

$$C = \frac{K}{\omega_1(R_1 \parallel R_2)} = \frac{K}{2\pi f_1(R_1 \parallel R_2)} \cong \frac{819}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 8}\ \text{F} = \frac{8,190}{16\pi}\ \mu\text{F} = 0,16\ \mu\text{F}.$$

**4.25.** Un circuit integrat are în buclă deschisă următorii parametrii:

$$y_{11} = 10^{-3}\ \text{S}, \quad y_{21} = \frac{5 \cdot 10^{11}}{(s + 10^6)^2}\ \text{S}; \quad y_{12} = 0, \quad y_{22} = 10^{-5}\ \text{S}.$$

Se consideră că sursa de semnal are o rezistență internă $R_s = \infty$, iar rezistența de sarcină a amplificatorului este $R_l = 200\ \Omega$. Se introduce o reacție de tip paralel-paralel printr-o rezistență $R_f$, care cuplează intrarea cu ieșirea.

a. Să se determine valoarea rezistenței $R_f$ pentru a obține lărgimea maximă de bandă fără supracreșteri (MLA).

b. Care este amplificarea în curent și lărgimea de bandă, la 3 dB, a amplificatorului cu bucla de reacție închisă?

*Soluție.* Pentru configurația cu reacție, prezentată în figura 4.30, a se poate scrie

$$A_z = \frac{V_o}{I_s} = \frac{a_z}{1 + f_y a_z},$$

unde, potrivit teoriei reacției,

$$f_y = y_{12f} = -\frac{1}{R_f} = -G_f,$$

$$a_z = \frac{V_o}{I_s} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + G_s} \cdot \frac{1}{y_{11}} = \frac{-10^{17}}{(s + 10^6)^2},$$

dacă se neglijează încărcarea amplificatorului de bază de către rezistența de reacție $R_f$. Rezultă

$$A_z = \frac{a_z}{1 + T(s)} = -\frac{10^{17}}{(s + 10^6)^2 + 10^{17}G_f} = -\frac{10^{17}}{s^2 + 2 \cdot 10^6 s + 10^{12} + 10^{17}G_f}. \qquad (4.37)$$

Numitorul de gradul II, al expresiei (4.37), pune în evidență următoarele:

— deoarece faza ciștigului buclei $T(s) = a_z f_y$ tinde asimptotic la $-180°$, nu se pune problema stabilității;

— răspunsul în frecvență poate avea o supracreștere, pentru $Q > 0{,}707$ (tabelul 4.1). Lărgimea maximă de bandă, fără supracreșteri, se obține pentru $Q = 0{,}707$. Aceasta corespunde, în planul $s$, unei perechi de poli complex conjugați avînd configurația particulară, denumită și configurație Butterworth, din figura 4.30, b. Într-o adevăr, deoarece pentru doi poli complex conjugați $\alpha \pm j\beta$, semnificația mărimii $Q$ în planul $s$ este:

$$Q = \frac{1}{2\cos\varphi} = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{2|\alpha|}; \qquad (4.38)$$

rezultă, pentru $Q = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$, valoarea $\varphi = \arccos 0{,}707 = \pm 45°$.

În continuare trebuie deci determinată valoarea rezistenței de reacție $R_f = \frac{1}{G_f}$ pentru care ecuația caracteristică $s^2 + 2 \cdot 10^6 s + 10^{12} + 10^{17}G_f = 0$ are două rădăcini de forma $\alpha \pm j\alpha$. Folosind relațiile dintre coeficienți și rădăcini rezultă $2\alpha = -2 \cdot 10^6$ și $(\alpha + j\alpha)(\alpha - j\alpha) = 10^{12} + 10^{17}G_f$, deci $\alpha = -10^6$, $G_f = \frac{2\alpha^2 - 10^{12}}{10^{17}} = \frac{10^{12}}{10^{17}} = 10^{-5}$ S, respectiv $R_f = 10^5\ \Omega = 100$ kΩ

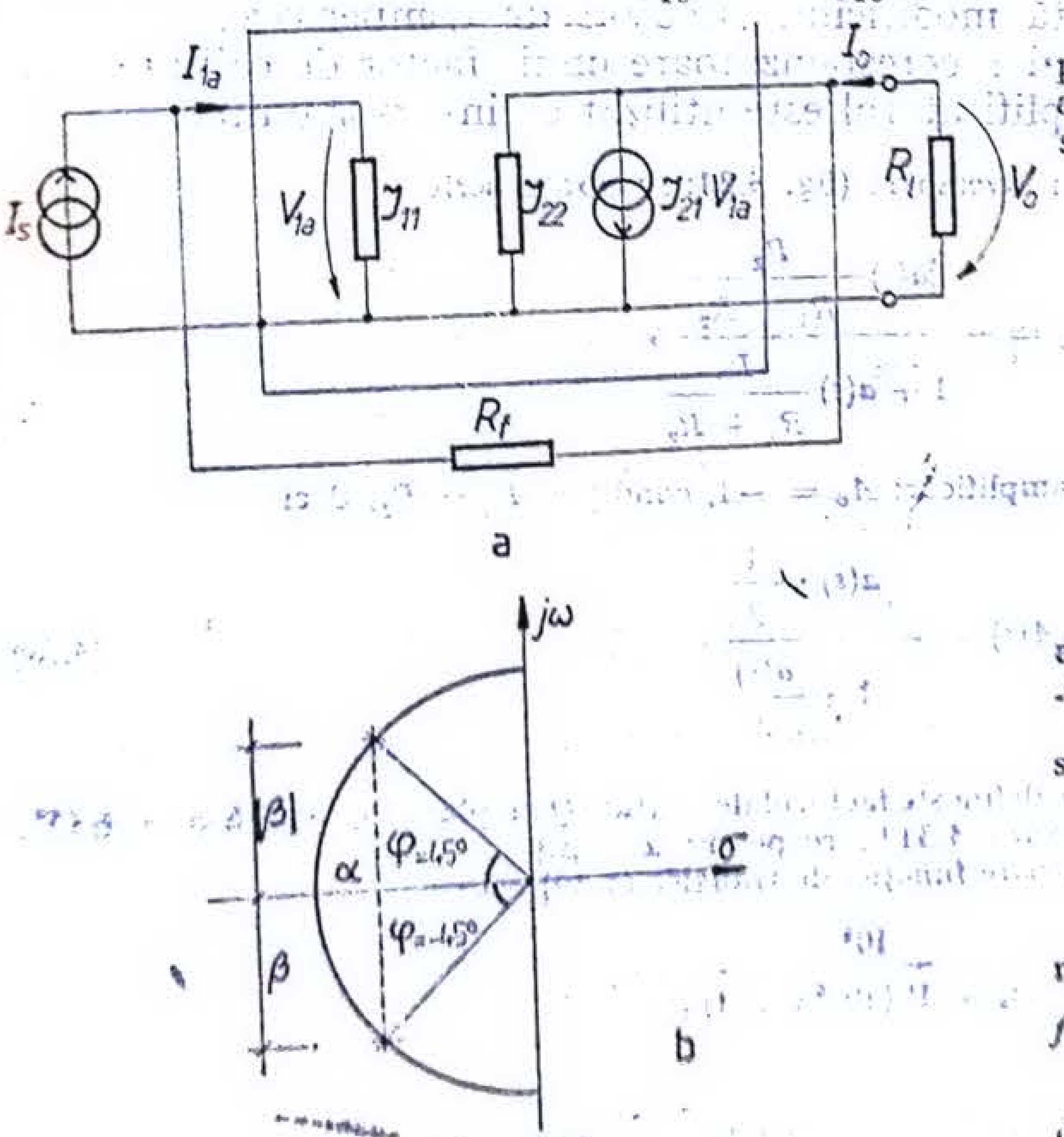



Fig. 4.30.

Se observă că valoarea obținută pentru $G_f$ justifică neglijarea încărcării amplificatorului de bază de către rezistența de reacție ($y_{11} \gg G_f$, $G_l \gg G_f$).

Din figura 4.30, a rezultă

$$A_i = \frac{I_o}{I_s} = \frac{-V_o}{R_l I_s} = -A_z G_l =$$

$$= \frac{10^{17}}{(s + 10^6)^2 + 10^{12}} \cdot 5 \cdot 10^{-3} =$$

$$= \frac{5 \cdot 10^{14}}{(s + 10^6)^2 + 10^{12}},$$

avînd valoarea de joasă frecvență $A_{i0} = 250$.

Frecvența limită superioară $\omega_s$ se determină punînd condiția

$$\frac{A_{i0}}{\sqrt{2}} = \frac{5 \cdot 10^{14}}{|(j\omega_s + 10^6)^2 + 10^{12}|},$$

rezultînd $\omega_s = 1{,}4 \cdot 10^6\ \text{s}^{-1}$, respectiv $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = 224$ kHz.

De altfel rezultatul era previzibil, deoarece pentru o configurație Butter-

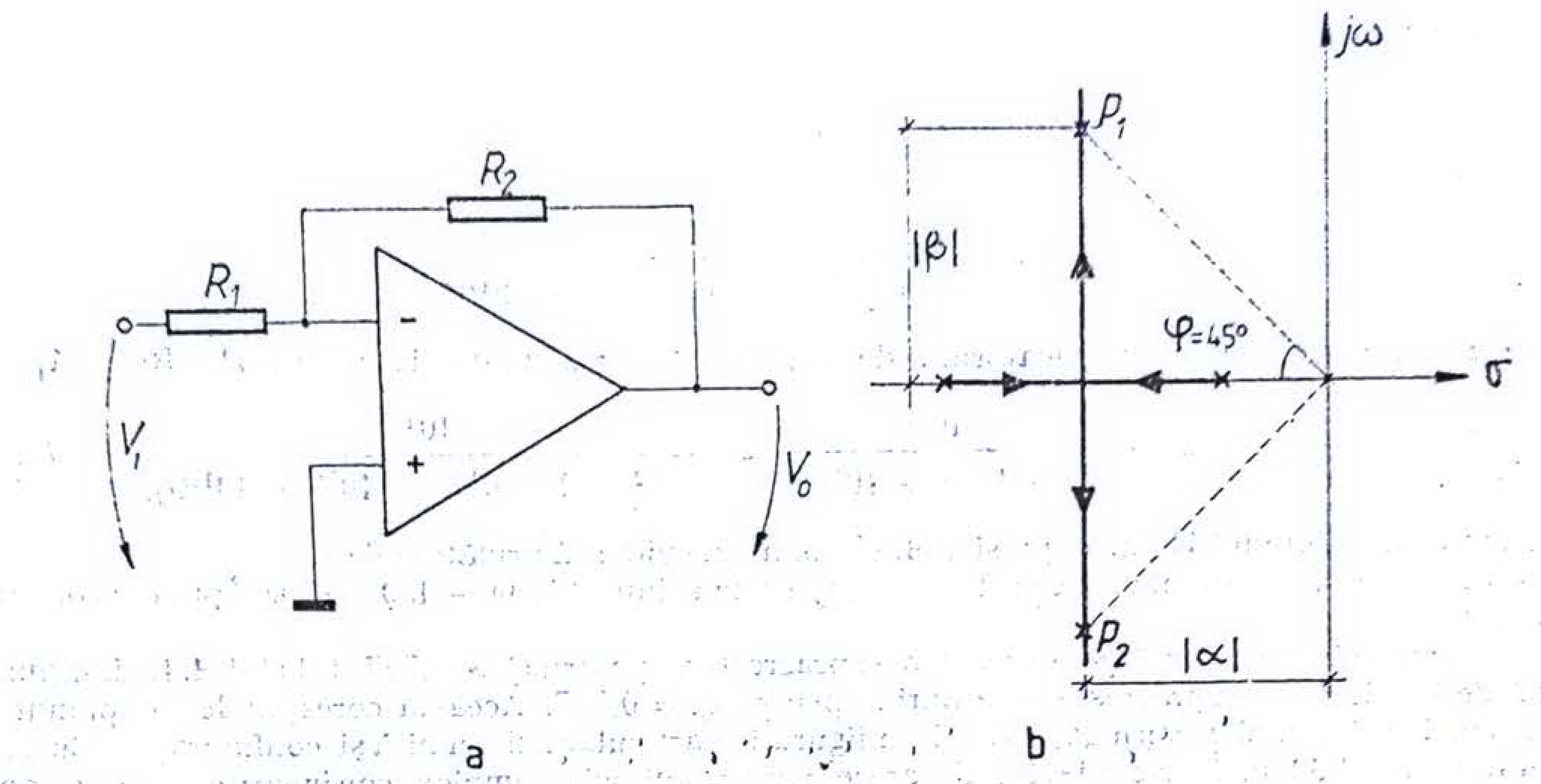



Fig. 4.31.

worth frecvența limită superioară este raza cercului pe care sînt plasați cei do poli, ceea ce, pentru situația considerată, înseamnă

$$\omega_s = |\alpha| \sqrt{2} = 1{,}41 \cdot 10^6\ s^{-1}.$$

**4.26.** Un amplificator operațional are o amplificare în buclă deschisă de forma

$$a(s) = \frac{10^5}{(\tau s + 1)(10^{-6}s + 1)}.$$

Mărimea $\tau$ poate fi variată modificînd circuitul de compensare.

Să se determine valoarea lui $\tau$ corespunzătoare unui factor de calitate $Q = 0{,}707$ pentru cazul în care amplificatorul este utilizat ca inversor unitar.

*Soluție.* În cazul unei configurații inversoare (fig. 4.31) se poate scrie

$$A(s) = -\frac{a(s)\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{1 + a(s)\dfrac{R_1}{R_1 + R_2}},$$

ceea ce implică, pentru obținerea unei amplificări $A_0 = -1$, condiția $R_1 = R_2$, deci

$$A(s) = -\frac{a(s)\cdot\dfrac{1}{2}}{1 + \dfrac{a(s)}{2}}. \tag{4.39}$$

Ținînd seama de relația (4.38) care definește factorul de calitate $Q$ în planul $s$, rezultă $\varphi = \pm 45°$, ceea ce corespunde poziției polilor din figura 4.31 b, respectiv $\alpha = \beta$.

Ecuația caracteristică corespunzătoare funcției de transfer (4.39) este

$$1 + \frac{1}{2}\cdot\frac{10^5}{(\tau_s + 1)(10^{-6}s + 1)} = 0,$$

respectiv

$$10^{-6}\tau s^2 + s(10^{-6} + \tau) + 50\,000 = 0,$$

avînd soluțiile

$$s_{1,2} = \frac{-(10^{-6} + \tau) \pm j\sqrt{-(10^{-6} + \tau)^2 + 4 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{6}}}{2 \cdot 10^{-6}}.$$

Ținînd seama că în cazul considerat $\alpha = \beta$, rezultă

$$10^{-6} + \tau = \sqrt{-0{,}2 - (10^{-6} + \tau)^2}$$

avînd soluția $\tau = \sqrt{0{,}1} = 0{,}32\ s^{-1}$. Circuitul va avea o lărgime de bandă

$$\omega_s = |\alpha|\sqrt{2} \cong 0{,}27 \cdot 10^{-6}\ s^{-1} = 0{,}27\ \mu s^{-1}.$$

**4.27.** Se consideră un amplificator operațional de tip $\mu$A 702 avînd amplificarea în buclă deschisă de forma

$$a(s) = \frac{a_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}.$$

Amplificatorul este introdus într-o configurație neinversoare cu reacție avînd o atenuare $f_o$ independentă de frecvență.

a. Să se determine, în funcție de coeficienții $a_i$, valoarea maximă admisă pentru $f_o$, astfel încît amplificatorul să nu oscileze.

b. Pentru ce valori ale lui $f_o$ amplificatorul are o caracteristică amplitudine-frecvență de tip Butterworth sau MLA (cu maximă liniaritate a amplitudinii)? Cît este frecvența limită superioară a cîștigului în buclă în acest caz?

*Soluție.* Amplificarea în buclă închisă este

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) f_o} = \frac{a_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 f_o + 1}, \tag{4.40 a}$$

ceea ce se mai poate scrie sub forma

$$A(s) = \frac{K}{s^3 + \frac{a_2}{a_3} s^2 + \frac{a_1}{a_3} s + \frac{a_0 f_o + 1}{a_3}}, \tag{4.40 b}$$

unde $K = \frac{a_0}{a_3}$.

Numitorul relației (4.40 b) are trei rădăcini. Acestea pot fi sau toate trei reale și negative, sau una reală $\gamma$ și două complex conjugate $\alpha \pm j\beta$, în funcție de valoarea cîștigului buclei, $T_o = a_0 f_o$. În acest caz se poate scrie

$$A(s) = \frac{K}{(s - \gamma)(s - \alpha - j\beta)(s - \alpha + j\beta)} = \frac{K}{(s - \gamma)[(s - \alpha)^2 + \beta^2]} =$$
$$= \frac{K}{s^3 - s^2(2\alpha + \gamma) + s(\alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma) - \gamma(\alpha^2 + \beta^2)}. \tag{4.41}$$

Identificînd coeficienții numitorilor relațiilor (4.40 b) și (4.41) se obține următorul sistem:

$$\begin{aligned} \frac{a_2}{a_3} &= -(2\alpha + \gamma), \\ \frac{a_1}{a_3} &= \alpha^2 + \beta^2 + 2\alpha\gamma, \\ \frac{a_0 f_o + 1}{a_3} &= -\gamma(\alpha^2 + \beta^2). \end{aligned} \tag{4.42}$$

Sistemul (4.42) poate fi folosit atît în probleme de analiză, cînd se cunoaște amplificatorul operațional și $f_0$ și trebuie determinată poziția polilor buclei, $\alpha$, $\beta$ și, respectiv, $\gamma$, în planul $s$, cît și în probleme de proiectare cînd se impune poziția polilor și trebuie determinat $f_0$.

Astfel, pentru situația limită corespunzătoare intrării în oscilație, trebuie ca $\alpha = 0$, adică polii complecși să fie plasați pe axa imaginară. Deci

$$\gamma = -\frac{a_2}{a_3}, \quad \beta^2 = \frac{a_1}{a_3}, \quad a_0 f_0 + 1 = -a_3 \gamma \beta^2.$$

Deci valoarea critică a cîștigului buclei este

$$T_{0cr} = (a_0 f_0)_{cr} = \frac{a_1 a_2}{a_3} - 1. \tag{4.43}$$

Pentru $T_0 \geqslant T_{0\,cr}$ sistemul oscilează pe frecvența unghiulară

$$\omega_0 = |\beta| = \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \tag{4.44}$$

iar pentru $T_0 < T_{0\,cr}$ sistemul nu oscilează.

De remarcat că relația (4.43) arată că, pentru a putea lucra cu un cîștig al buclei, $T_0$, mai mare, trebuie măriți coeficienții $a_1$ și $a_2$, sau micșorat coeficientul $a_3$. Această observație este utilă la proiectarea circuitelor de compensare.

Utilizarea corectă a relației (4.43) implică o corectă interpretare a coeficienților $a_3$, $a_2$ și $a_1$. Pentru o reacție pur rezistivă, aceștia sînt respectiv coeficienții lui $s^3$, $s^2$ și $s$ ai cîștigului amplificatorului în buclă deschisă $a(s)$ prezentat sub forma din enunțul poblemei 4.27, adică avînd 1 drept termen liber al polinomului de gradul trei de la numitor.

În continuare se vor face referiri la situația unui cîștig al buclei $T_0 < T_{0\,cr}$, corespunzător unei funcționări stabile. Revenind la relația (4.36), se poate preciza că, datorită perechii de poli conjugați $\alpha \pm j\beta$, răspunsul în frecvență poate avea o supracreștere, care poate fi supărătoare în unele aplicații. Pentru o anumită configurație a celor trei poli, denumită configurație Butterworth, această supracreștere dispare.

În general, pentru obținerea unei configurații de tip Butterworth, polii trebuie să fie plasați simetric pe un cerc cu centrul în origine, frecvența limită superioară fiind egală cu raza cercului. Poziția polilor pentru o configurație Butterworth de ordinul 3 (cu trei poli) este arătată în figura 4.32, pentru care se poate scrie

$$\alpha = \gamma \cos 60° = \frac{\gamma}{2},$$

$$\beta = \gamma \sin 60° = \gamma \frac{\sqrt{3}}{2}. \tag{4.45}$$

Ținînd seama de relațiile (4.45), din sistemul (4.42) se obține

$$\frac{a_2}{a_3} = -2\gamma, \quad \frac{a_1}{a_3} = 2\gamma^2, \quad \frac{a_0 f_0 + 1}{a_3} = -\gamma^3, \tag{4.46}$$

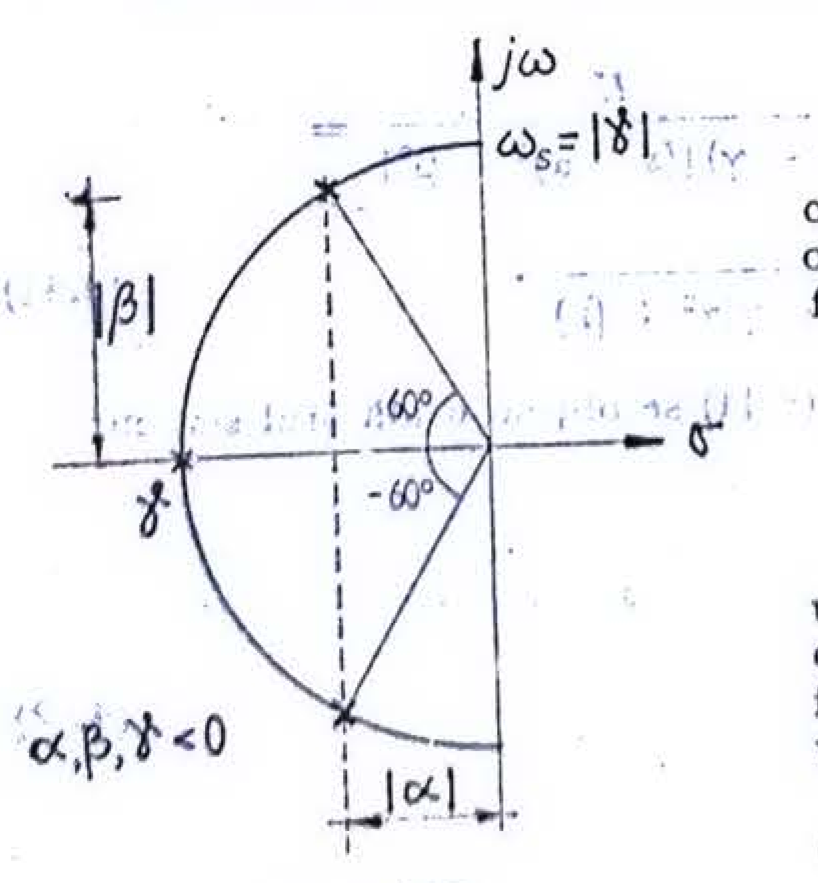


Fig. 4.32.

ceea ce arată că realizarea unei configurații Butterworth de ordinul 3 este posibilă numai cînd coeficienții $a_i$ ai amplificatorului în buclă deschisă îndeplinesc condiția

$$\left(\frac{a_2}{a_3}\right)^2 = 2\left(\frac{a_1}{a_3}\right) \tag{4.47}$$

Această condiție poate fi îndeplinită prin introducerea unui circuit de compensare adecvat. Dacă este îndeplinită condiția (4.47), rezultă valoarea necesară a cîștigului buclei la joasă frecvență, $T_0 = a_0 f_0$, pentru obținerea configurației Butterworth:

$$T_0 = \frac{a_2^3}{8a_3^2} - 1, \tag{4.48 a}$$

și frecvența limită superioară

$$\omega_s = |\gamma| = \sqrt{\frac{a_2}{2a_3}}. \tag{4.48b}$$

**4.28.** Amplificarea buclei unui amplificator integrat prevăzut cu reacție pur rezistivă este

$$T(s) = \frac{T_o}{1 + 10s + 30s^2 + 20s^3},$$

unde $s$ este în microsecunde$^{-1}$. Valoarea mărimii $T_o$ este 12. Să se determine poziția polilor cîștigului în buclă închisă pentru această valoare a lui $T_o$.

Dacă $T_o$ crește cu 20%, cum se va modifica poziția polilor? Să se comenteze rezultatul.

*Soluție.* Problema se poate rezolva determinînd pozițiile celor trei poli ai amplificării în buclă închisă, adică rezolvînd ecuația caracteristică $1 + T(s) = 0$ pentru valorile impuse ale lui $T_o$.

Utilizînd rezultatele obținute în problema precedentă se poate aprecia însă rapid stabilitatea sistemului în buclă închisă. Astfel, valoarea $T_{o\,cr}$ corespunzătoare intrării în oscilație este, conform relației (4.43),

$$T_{o\,cr} = \frac{a_1 a_2}{a_3} - 1 = \frac{10 \cdot 30}{20} - 1 = 14.$$

Deoarece pentru $T_o = 12 < 14$ sistemul cu reacție este stabil, are sens în continuare să se determine poziția polilor.

Polii cîștigului în buclă închisă, reprezentînd soluțiile ecuației caracteristice $T(s) + 1 = 0$, respectiv ale ecuației

$$20s^3 + 30s^2 + 10s + 13 = 0$$

sînt

$$p_1 = -1{,}462\ \text{s}^{-1}, \quad p_2 = (-0{,}0188 + 0{,}666)\ \text{s}^{-1}, \quad p_3 = (-0{,}0188 - 0{,}666\,j)\ \text{s}^{-1}.$$

Noua valoare $T'_o$, corespunzătoare creșterii cu 20% a valorii inițiale, este

$$T'_o = T_o + 20\%\ T_o = 14{,}4 > T_{o\,cr},$$

deci în acest caz sistemul va oscila pe frecvența unghiulară dată de relația (4.44):

$$\omega_o = \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} = \sqrt{\frac{10}{20}} = 0{,}7\ \mu\text{s}^{-1} = 7 \cdot 10^5\ \text{s}^{-1}.$$

**4.29.** Se consideră un amplificator integrat avînd în buclă deschisă o amplificare

$$a(s) = \frac{10^7}{(s+1)(s+10)(s+100)},$$

unde $s$ este în (milisecunde)$^{-1}$, căruia i se aplică o reacție negativă pur rezistivă $f_o$.

Dacă $T_o = 20$ dB, este stabil sistemul în buclă închisă?

Cît trebuie să fie $T'_o$ pentru a obține lărgimea maximă posibilă de bandă fără supracreșteri?

*Soluție.* Ecuația caracteristică a sistemului în buclă închisă este $T(s) + 1 = 0$, respectiv $a(s) \cdot f_o + 1 = 0$. Se aduce întîi $a(s)$ la forma canonică

$$a(s) = \frac{10^4}{(s+1)\left(\frac{s}{10} + 1\right)\left(\frac{s}{100} + 1\right)}.$$

rezultînd

$$(s+1)\left(\frac{s}{10}+1\right)\left(\frac{s}{100}+1\right)+10^4 f_o=0,$$

sau

$$10^{-3}s^3+0,111\,s^2+1,110s+(1+T_o)=0, \tag{4.49}$$

unde $T_o = 10^4 f_o$.

Ţinînd seama de relaţia (4.43), se poate calcula valoarea mărimii $T_{o\,cr}$ corespunzătoare intrării în oscilaţie:

$$T_{o\,cr}=\frac{a_1a_2}{a_3}-1=\frac{1,11\cdot 0,111}{10^{-3}}-1\cong 122,$$

unde $a_1$, $a_2$ şi $a_3$ reprezintă coeficienţii lui $s$, $s^2$ şi, respectiv, $s^3$ ai ecuaţiei (4.49).

Deoarece pentru $T_o = 20$ dB $= 10$, $T_o < T_{o\,cr}$, amplificatorul este stabil.

Lărgimea maximă de bandă fără supracreşteri corespunde unei configuraţii Butterworth. Aşa cum s-a arătat în problema 4.27, pentru a realiza o configuraţie Butterworth de ordinul 3 ar trebui îndeplinită condiţia (4.47), ceea ce nu este posibil pentru valorile coeficienţilor ecuaţiei (4.49).

Dacă se acceptă o uşoară supracreştere a răspunsului în frecvenţă, se poate admite că ecuaţia caracteristică are:

— o rădăcină reală şi negativă $\gamma$ şi

— o pereche de rădăcini complexe localizate cu semiplanul stîng la 60° faţă de origine, deci de forma $\alpha \pm j\sqrt{3}\,\alpha$ (fig. 4.33). Aceasta corespunde unui factor de calitate $Q=\dfrac{1}{2\cos\varphi}=1$ al perechii complexe pentru care, aşa cum rezultă din tabelul 4.1, apare o supracreştere în caracteristica de frecvenţă corespunzătoare factorului pătratic; prezenţa polului real $\gamma$ tinde însă să niveleze în oarecare măsură această supracreştere.

Admiţînd o asemenea distribuţie a rădăcinilor, ecuaţia caracteristică poate fi scrisă sub forma:

$$(s-\gamma)(s-\alpha-j\sqrt{3}\alpha)(s-\alpha+j\sqrt{3}\alpha)=0,$$

$$s^3-s^2(2\alpha+\gamma)+2\alpha s(2\alpha+\gamma)-4\alpha^2\gamma=0, \tag{4.50}$$

Prin identificarea coeficienţilor ecuaţiilor (4.49) şi (4.50) rezultă:

$$-(2\alpha+\gamma)=111, \tag{4.51 a}$$

$$2\alpha(2\alpha+\gamma)=1\,110, \tag{4.51 b}$$

$$-4\alpha^2\gamma=1\,000\,(1+T_o). \tag{4.51 c}$$

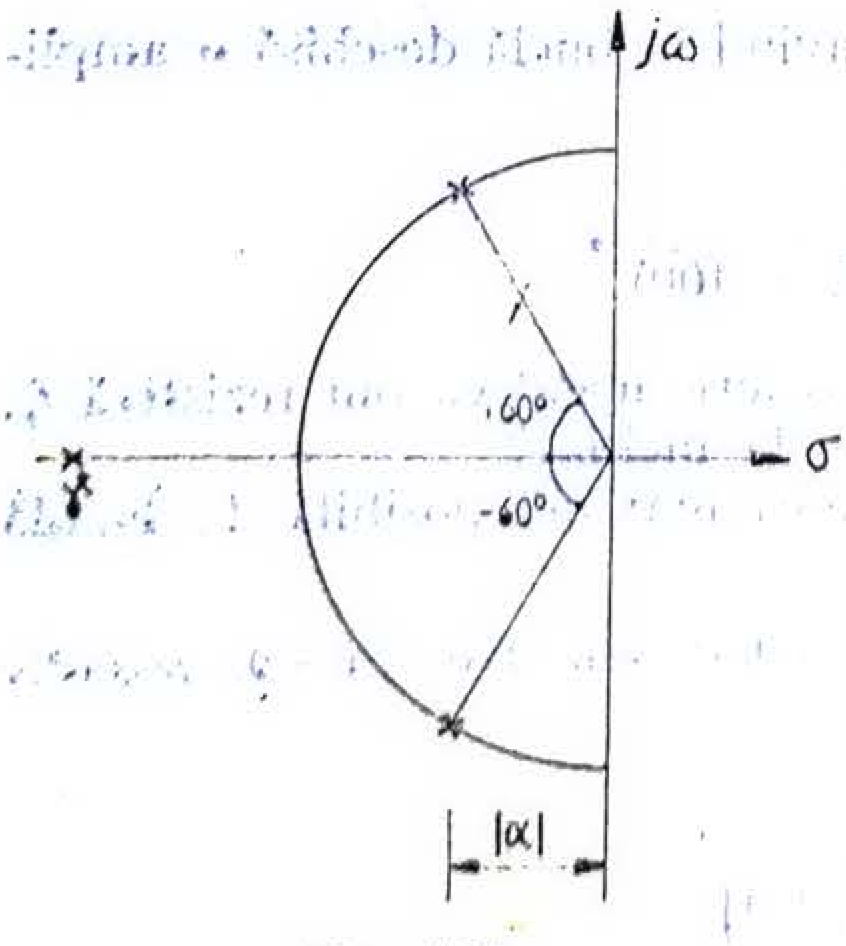


Fig. 4.33.

Rezolvînd, se obţine $\alpha=-\dfrac{1\,110}{2\,111}=-5$ $\gamma=-101$ şi $T_o=9,1$.

Deoarece lărgimea de bandă este controlată în primul rînd de perechea de poli complecşi, frecvenţa limită superioară este egală cu raza cercului cu centrul în origine pe care sînt plasaţi aceşti poli, deci

$$\omega_s=\omega_0=\sqrt{\alpha^2+(\sqrt{3}\,\alpha)^2}=2\,|\,\alpha\,|=10\ \text{ms}^{-1}=10^4\ \text{s}^{-1}.$$

Dacă nu se admite o mică supracreştere în caracteristica de frecvenţă, va trebui impusă o altă configuraţie de poli şi anume: un pol real şi negativ $\gamma$ şi o pereche de poli complecşi localizaţi la ±45° faţă de origine, deci de forma $\alpha \pm j\alpha$. În acest caz ecuaţia caracteristică va fi de forma

$$(s-\gamma)\,(s-\alpha-j\alpha)\,(s-\alpha+j\alpha)=0,$$

respectiv

$$s^3-s^2(2\alpha+\gamma)+2\alpha s(\alpha+\gamma)-2\alpha^2\gamma=0. \tag{4.52}$$

Identificînd coeficienţii ecuaţiilor (4.49) şi (4.52) rezultă

$$-(2\alpha + \gamma) = 111, \tag{4.53 a}$$

$$2\alpha(\alpha + \gamma) = 1\,110, \tag{4.53 b}$$

$$-2\alpha^2\gamma = 10^3(1 + T). \tag{4.53 c}$$

Rezolvînd sistemul (4.53) şi păstrînd numai rezultatele admisibile, se obţin $\alpha = -5{,}5$, $\gamma = -100$, $T_o = 5{,}05$.

Admiţînd din nou că lărgimea de bandă e determinată numai de perechea de poli complex conjugaţi rezultă:

$$\omega_s = \omega_o = \sqrt{2\alpha^2} = |\alpha|\sqrt{2} = 7{,}78\ \text{m} \cdot \text{s}^{-1} = 7{,}78 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1}.$$

**4.30.** Se consideră un amplificator integrat avînd în buclă deschisă o amplificare de forma

$$a(s) = \frac{350\,000}{\left(\dfrac{s}{0{,}0251} + 1\right)\left(\dfrac{s}{0{,}0943} + 1\right)\left(\dfrac{s}{0{,}409} + 1\right)},$$

unde $s$ este în (nanosecunde)$^{-1}$.

a. Amplificatorul este utilizat într-o configuraţie neinversoare, prevăzută cu o reacţie pur negativă $f_o$. Să se determine atenuarea $f_o$ a reţelei de reacţie pentru care perechea de poli complex conjugaţi ai amplificării în buclă închisă este localizată la $\pm 60°$ faţă de origine.

b. Se aplică o reacţie negativă care include un circuit de compensare, astfel încît $f = f_o(1 + s\tau)$. Să se determine $f_o$ şi $\tau$ pentru ca sistemul în buclă închisă să aibă o bandă maximă de frecvenţe, fără supracreşteri. Să se compare cu rezultatele de la punctul a.

*Soluţie.*

$$a(s) = \frac{350\,000 \cdot 0{,}0251 \cdot 0{,}0943 \cdot 0{,}409}{(s + 0{,}0251)(s + 0{,}0943)(s + 0{,}409)} = \frac{350\,000 \cdot 9{,}67 \cdot 10^{-4}}{s^3 + 0{,}528\,s^2 + 0{,}0516\,s + 9{,}67 \cdot 10^{-4}},$$

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f_o} = \frac{350\,000 \cdot 9{,}67 \cdot 10^{-4}}{s^3 + 0{,}528s^2 + 0{,}0516s + 9{,}67 \cdot 10^{-4}\,(1 + 350\,000 f_o)}. \tag{4.54}$$

Ţinînd seama de cerinţele impuse la puctul a, cei trei poli sînt de forma $\gamma$ şi $(\alpha \pm j\sqrt{3}\alpha)$. Utilizînd rezultatele obţinute în problema 4.29 rezultă:

$$-(2\alpha + \gamma) = 0{,}528, \quad 2\alpha(2\alpha + \gamma) = 0{,}0516 \text{ şi } -4\alpha^2\gamma = 9{,}67 \cdot 10^{-4}(1 + 350\,000 f_o), \text{ de unde,}$$

prin rezolvare, se obţin: $\alpha = -0{,}049\ \text{ns}^{-1}$, $\gamma = -0{,}43\ \text{ns}^{-1}$, şi $f_o = 0{,}95 \cdot 10^{-5}$.

Deoarece se poate admite că răspunsul în frecvenţă este controlat de perechea de poli compelcşi, rezultă:

$$\omega_s = \sqrt{\alpha^2 + 3\alpha^2} = 2\alpha = 0{,}098\ \text{ns}^{-1} \quad \text{şi} \quad f_s \cong 15{,}6\ \text{MHz}.$$

Dacă atenuarea reţelei de reacţie e de forma $f = f_o(1 + s\tau)$, adică are un zero pentru $s = -\dfrac{1}{\tau}$,

rezultă:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f} =$$

$$= \frac{350\,000 \cdot 9{,}67 \cdot 10^{-4}}{s^3 + 0{,}528\,s^2 + s(0{,}0516 + 350\,000 \cdot 9{,}67 \cdot 10^{-4}\,f_o\tau) + 9{,}67 \cdot 10^{-4}(1 + 350\,000 f_o)}. \tag{4.55}$$

Față de relația (4.54), corespunzătoare unei reacții pur rezistive, relația (4.55) arată că prezența zeroului $-\frac{1}{\tau}$ face ca prin introducerea reacției să se modifice nu numai termenul liber al numitorului, ci și coeficientului lui $s$.

Se cîștigă astfel un grad de libertate în plus care, prin alegerea convenabilă a mărimilor $f_0$ și $\tau$ permite realizarea unei configurații Butterworth de ordinul 3.

Utilizînd relațiile (4.46), corespunzătoare configurației Butterworth de ordinul 3, se obțin ecuațiile $-2\gamma = 0{,}528$, $2\gamma^2 = 0{,}0516 + 350\,000 \cdot 9{,}67 \cdot 10^{-4} \cdot f_0$ și $9{,}67 \cdot 10^{-4}(1 + 350\,000\, f_0) = -\gamma^3$ care, rezolvate, conduc la valorile $\gamma = -0{,}264$ ns$^{-1}$, $f_0 = 5{,}15 \cdot 10^{-5}$ și $\tau = 5{,}037$ ns.

Conform relației (4.48), frecvența limită superioară este

$$\omega_s = |\gamma| = 0{,}264\ (\text{ns})^{-1} = 264 \cdot 10^6\ \text{s}^{-1}.$$

$$f_s = \frac{\omega_s}{2\pi} = 42{,}01\ \text{MHz}.$$

Comparînd cu rezultatele precedente, se observă o creștere a valorii atenuării $f_0$ de la $0{,}95 \times 10^{-5}$ la $5{,}15 \cdot 10^{-5}$, simultan cu o creștere a benzii de frecvențe de la 15,6 MHz la 42,01 MHz, cu precizarea că în ultimul caz nu există nici un fel de supracreșteri ale răspunsului în frecvență.

**4.31.** Se consideră un amplificator cu trei poli reali și negativi, deci avînd

$$a(s) = \frac{100}{\left(1 - \frac{s}{p_a}\right)\left(1 - \frac{s}{p_b}\right)\left(1 - \frac{s}{p_c}\right)},$$

unde $p_a = -1 \cdot 10^6$ rad/s, $p_b = -2 \cdot 10^6$ rad/s și $p_c = -4 \cdot 10^6$ rad/s.

Amplificatorul este utilizat într-un circuit prevăzut cu reacție negativă rezistivă $f_o$, deci independentă de frecvență. Să se traseze locul rădăcinilor, admițînd că $f_o$ variază.

*Soluție.* Deoarece reacția negativă este independentă de frecvență, cîștigul buclei $T(s)$ are trei poli identici cu ai amplificatorului de bază, dar nici un zero. Locul rădăcinilor este reprezentat în figura 4.34.

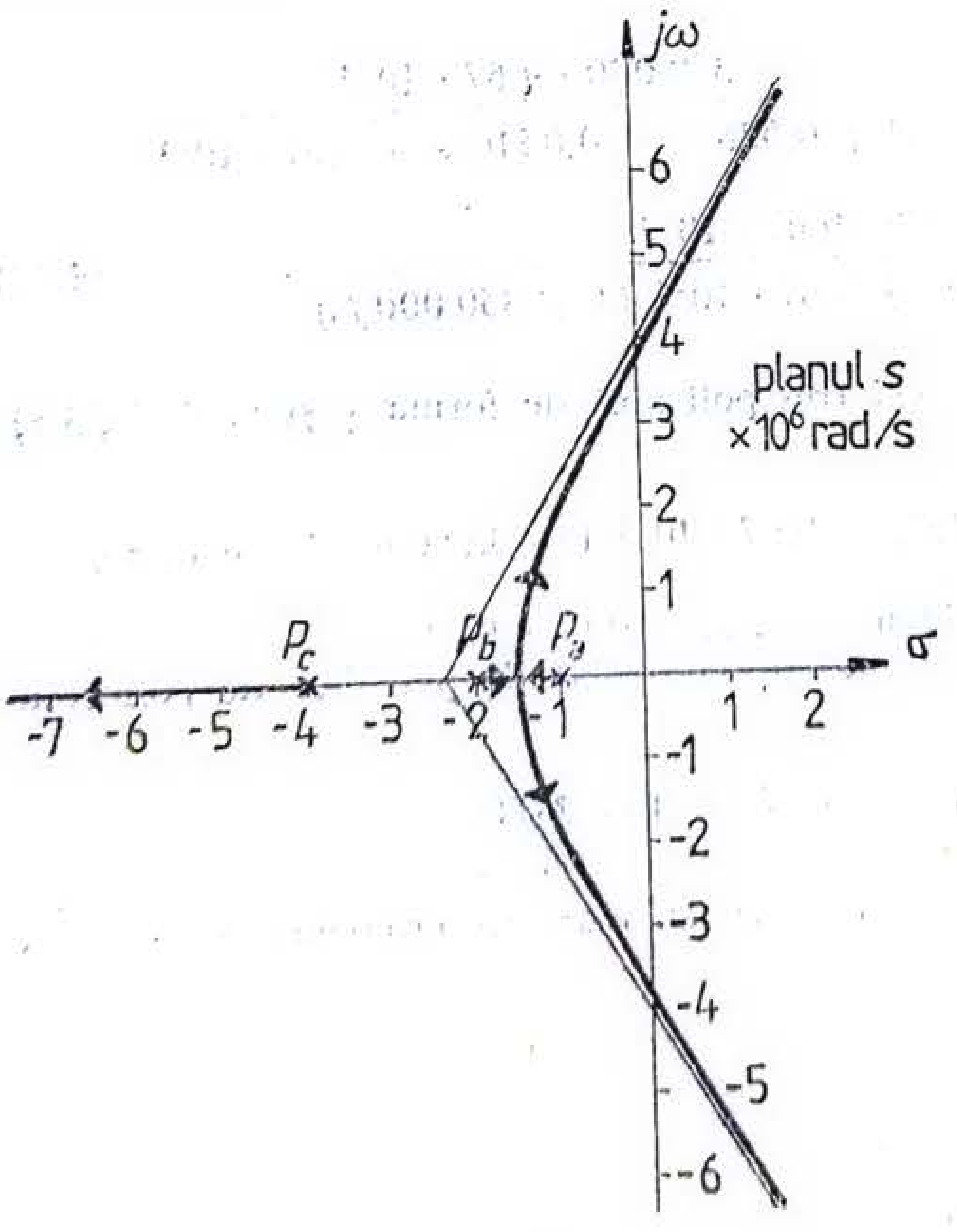



Fig. 4.34

El are trei ramuri tinzînd la infinit și include punctele axei reale cuprinse între $-1\ \mu s^{-1}$ și $-2\ \mu s^{-1}$, precum și cele aflate între $-4\mu s^{-1}$ și $-\infty$. Regula 2 arată că ramurile locului, care pornesc din $p_a$ și $p_b$, se îndreaptă una spre cealaltă și apoi se îndepărtează între ele tinzînd spre infinit. Punctul în care aceste două ramuri părăsesc axa reală se calculează conform regulii 3c cu relația:

$$\frac{1}{\sigma_i + 1} + \frac{1}{\sigma_i + 2} + \frac{1}{\sigma_i + 4} = 0. \qquad (4.56)$$

Prin rezolvarea acestei ecuații de ordinul doi se obțin două soluții: $\sigma_{i_1} = -3{,}222$ și $\sigma_{i_2} = -1{,}45$. Singura soluție posibilă este $\sigma_i = -1{,}45$, deoarece punctul de ramificare trebuie să se afle pe axa reală, cuprins între $-1$ și $-2$. Cu ajutorul relației (4.10) se pot determina unghiurile formate de asimptote cu axa reală negativă. Se obține

$$\theta = \frac{(2k+1)\pi}{3}$$

pentru $k = 0$ $\quad \theta_1 = \frac{\pi}{3} = 60°$,

$k = 1$, $\quad \theta_2 = \pi = 180°$,

$k = -1$, $\quad \theta_3 = -\frac{\pi}{3} = -60°$.

Asimptotele locului se întîlnesc pe axa reală negativă într-un punct a cărui abscisă este dată de relația (4.11), deci

$$\sigma_a = \frac{(-1-2-4)-0\ \mu s^{-1}}{3} = -2{,}33\ \mu s^{-1}.$$

Astfel se poate trasa locul rădăcinilor din figura 4.34, cu precizarea că, în conformitate cu regula 3b, ramurile locului părăsesc axa reală sub unghiuri de 90°. În continuare, locul trebuie calibrat pentru diferite valori ale lui $T_o$ ținînd seama de condiția de modul (4.9 b), ceea ce pentru configurația considerată înseamnă

$$\frac{T_o}{\left|1-\frac{s}{p_a}\right|\cdot\left|1-\frac{s}{p_b}\right|\cdot\left|1-\frac{s}{p_c}\right|} = 1. \qquad (4.57)$$

De interes deosebit este determinarea cîtorva valori particulare ale lui $T_o$, cum ar fi valoarea corespunzătoare transformării polilor $p_1$ și $p_2$ într-o pereche de poli complecși, apoi valoarea pentru care perechea de poli complex conjugați este văzută din origine sub unghiuri de $\pm 45°$ în raport cu axa reală negativă și valoarea necesară pentru intrarea în oscilație a configurației, respectiv pentru trecerea polilor în semiplanul drept.

În continuare se determină valoarea lui $T_o$ pentru care polii $p_1$ și $p_2$ devin complecși. Aceasta corespunde punctului locului rădăcinilor aflat pe axa reală negativă $\sigma_i = -1{,}45\ \mu s^{-1}$.

Înlocuind $s = -1{,}45\ \mu s^{-1}$ în relația (4.57), se obține $T_o = 0{,}08$. Astfel, pentru o valoare foarte mică a lui $T_o$ polii $p_1$ și $p_2$ se confundă, pentru ca apoi să se desprindă de axa reală.

Ca să se determine valoarea lui $T_o$ pentru care polii trec în semiplanul drept, se admite aproximația potrivit căreia punctele de intersecție a locului cu axa imaginară coincid cu punctele de intersecție a asimptotelor cu această axă. Acest punct de intersecție are ordonata $2{,}3j$ tg $60° = 4j\ \mu s^{-1}$. Din nou pe baza ecuației (4.57) în care $s = \pm j4$ se poate scrie

$$\frac{T_o}{\left|1-\frac{4j}{1}\right|\cdot\left|1-\frac{4j}{2}\right|\cdot\left|1-\frac{4j}{4}\right|} = 1,$$

rezultînd $T_o = 13{,}2$, căreia îi corespunde o amplificare în buclă închisă de joasă frecvență

$$A_o = \frac{a_o}{1+T_o} = \frac{100}{14{,}2} = 7{,}04.$$

și un factor de transfer al rețelei rezistive de reacție

$$f_o = \frac{T_o}{a_o} = 0{,}132.$$

Pentru valori ale lui $T_o \geqslant 13{,}2$, respectiv $f_o \geqslant 0{,}132$, amplificatorul oscilează.

Pentru determinarea cîștigului buclei în cazul în care polii complex conjugați $p_1$ și $p_2$ se văd sub unghiuri de $\pm 45°$ din origine, se consideră din nou o ipoteză simplificatoare potrivit căreia abscisele acestor puncte coincid cu abscisa punctului de ramificare a locului $\sigma_i = -1{,}45\ \mu s^{-1}$. Deoarece $s = -1{,}45 + 1{,}45j$, înlocuind în (4.57) rezultă

$$\frac{T_o}{\left|1+\frac{-1{,}45+1{,}45j}{1}\right|\cdot\left|1+\frac{-1{,}45+1{,}45j}{2}\right|\cdot\left|1+\frac{-1{,}45+1{,}45j}{4}\right|} = 1$$

și astfel $T_o \cong 0{,}86$.

Valori mai precise pentru $T_o$, dar implicînd un calcul mai laborios, se pot obține utilizînd metoda prezentată în problema 4.27.

Pentru aceasta se scrie expresia lui $a(s)$ sub forma canonică:

$$a(s) = \frac{100}{\left(1+\frac{s}{10^6}\right)\left(1+\frac{s}{2\cdot 10^6}\right)\left(1+\frac{s}{4\cdot 10^6}\right)} = \frac{100}{\frac{s^3}{8\cdot 10^{18}}+\frac{7s^2}{8\cdot 10^{12}}+\frac{14}{8\cdot 10^6}s+1}.$$

Determinarea valorii $T_{o\,cr}$ se poate face aplicînd direct relația (4.43):

$$T_{o\,cr} = \frac{a_1 \cdot a_2}{a_3} - 1 = \frac{7 \cdot 14}{8} - 1 = 11{,}25,$$

unde $a_1$, $a_2$ și $a_3$ sînt coeficienții lui $s$, $s^2$ și, respectiv, $s^3$ ai numitorului lui $a(s)$.
Intersecția locului cu axa imaginară, reprezentînd frecvența de oscilație, este

$$|\beta| = \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} = \sqrt{14 \cdot 10^{12}} = 3{,}74 \cdot 10^6\ s^{-1}.$$

Valorile obținute fiind destul de apropiate de cele calcluate anterior, rezultă că pentru acest caz particular metoda aproximativă folosită dă rezultate suficient de precise.

Absolut similar se poate proceda și pentru determinarea valorii lui $T_o$ corespunzătoare situației în care polii complecși fac cu axa reală unghiuri de 45°. Se poate folosi direct sistemul (4.42) în care $\alpha = \beta$.

**4.32.** Un amplificator are cîștigul $a_o = 200$ și trei poli reali și negativi plasați la $10^6\ s^{-1}$, $3 \cdot 10^6\ s^{-1}$ și $4 \cdot 10^6\ s^{-1}$. Amplificatorul este utilizat cu o reacție negativă pur rezistivă. Să se traseze locul rădăcinilor atunci cînd $f$ variază între 0 și 1. Să se estimeze valoarea lui $f$ corespunzătoare intrării în oscilație a sistemului cu reacție.

*Soluție.*

$$T(s) = a(s) \cdot f_o = \frac{200 f_o}{\left(1 + \frac{s}{10^6}\right)\left(1 + \frac{s}{3 \cdot 10^6}\right)\left(1 + \frac{s}{4 \cdot 10^6}\right)}.$$

unde $s$ este exprimat în (secunde)$^{-1}$.

Locul rădăcinilor pornește din polii amplificatorului $p_1 = -1\ \mu s^{-1}$, $p_2 = -3\ \mu s^{-1}$ și $p_3 = -4\ \mu s^{-1}$ și include punctele axei reale din intervalele $[-\infty, -4]$ și $[-3, -1]$. Ramura polului $p_3$ se așează pe axa negativă.

Ramurile polilor $p_1$ și $p_2$ părăsesc sub unghiuri de 90° axa reală într-un punct de pe axa reală de abscisă $\sigma_i$, cuprins în intervalul $[-3, -1]$; valoarea lui $\sigma_i$ se determină din relația

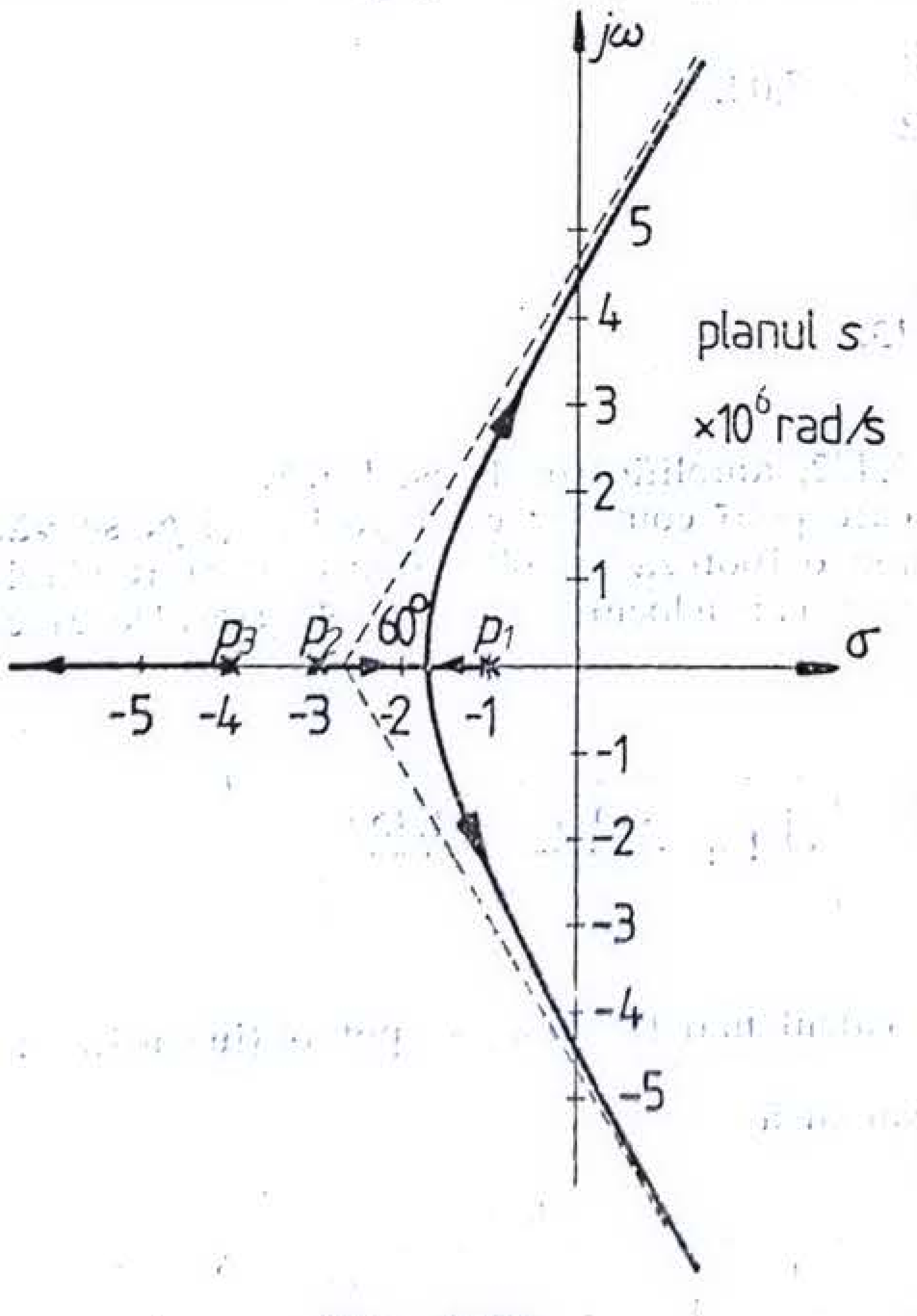



Fig. 4.35.

$$\frac{1}{\sigma_i + 1} + \frac{1}{\sigma_i + 3} + \frac{1}{\sigma_i + 4} = 0,$$

de unde rezultă valoarea $\sigma_i = -1{,}78\ \mu s^{-1}$.

Asimptotele ramurilor $p_2$ și $p_3$ fac cu axa reală unghiurile:

$$\theta = \frac{(2k - 1)\pi}{3},$$

adică pentru $k = 1$ $\theta = \frac{\pi}{3} = 60°$, iar pentru $k=0$ $\theta = \frac{-\pi}{3} = -60°$.

Ele se desprind dintr-un punct al axei reale de abscisă:

$$\sigma_a = \frac{-1 - 3 - 4}{3} = -2{,}66\ \mu s^{-1}.$$

Rezultă locul rădăcinilor din figura 4.35.

Aplicînd relația (4.9, b) se obține condiția de cîștig

$$T_o \frac{1 \cdot 3 \cdot 4}{|s + 1| \cdot |s + 3| \cdot |s + 4|} = 1,$$

unde $s$ este exprimat în microsecunde)$^{-1}$.

Admițînd că la intersecția cu axa imaginară locul coincide cu asimptotele sale, rezultă ordonata punctului de intersecție, $2{,}66j \cdot \text{tg } 60° = 4{,}61j$. Atunci

$$T_{o\,cr} = \frac{|1 + 4{,}61j| \cdot |3 + 4{,}61j| \cdot |4 + 4{,}61j|}{3 \cdot 4} = 13{,}2,$$

$$f_{o\,cr} = \frac{T_{o\,cr}}{a_o} = 0{,}066.$$

Pentru a determina o valoare mai exactă se folosește relația (4.43):

$$T_{o\,cr} = \frac{a_1 a_2}{a_3} - 1,$$

în care $a_1$, $a_2$ și $a_3$ sînt coeficienții lui $s$, $s^2$ și ,respectiv $s^3$ ai numitorului expresiei lui $a(s)$ scris sub formă canonică:

$$a(s) = \frac{200}{\left(\frac{s}{1} + 1\right)\left(\frac{s}{3} + 1\right)\left(\frac{s}{4} + 1\right)},$$

$s$ fiind exprimat în (microsecunde)$^{-1}$. Rezultă

$$a(s) = \frac{200}{\frac{s^3}{12} + \frac{8}{12}s^2 + \frac{19}{12}s + 1},$$

deci $a_3 = \frac{1}{12}$, $a_2 = \frac{8}{12}$, $a_1 = \frac{19}{12}$ și, deci, $T_{ocr} = \frac{8 \cdot 19}{12} = 12{,}7$, față de 13,2 cît s-a determinat aproximativ anterior. Și în acest caz precizia obținută prin calculul aproximativ este acceptabilă.

**4.33.** Să se schițeze locul rădăcinilor pentru un amplificator avînd cîștigul în curent continuu, $a_o$, de 40 000 și trei poli reali și negativi plasați la $2 \cdot 10^{-3}$ $\mu s^{-1}$, 0,200 $\mu s^{-1}$ și 4 $\mu s^{-1}$. Să se determine valoarea lui $f_o$ care determină instabilitatea.

*Soluție.*

$$T(s) = \frac{4 \cdot 10^4 \cdot f_o}{\left(1 + \frac{s}{0{,}002}\right)\left(1 + \frac{s}{0{,}2}\right)\left(1 + \frac{s}{4}\right)}, \qquad (4.58)$$

$s$ fiind exprimat în $\mu s^{-1}$.

Funcția de transfer are o expresie similară celei din problema precedentă, deci locul rădăcinilor se va trasa în același fel. Este necesar să se calculeze mărimile specifice valorilor numerice impuse:

— abscisa punctului de separare, $\sigma_l$, a ramurilor $p_2$ și $p_3$,

$$\frac{1}{\sigma_l + 0{,}002} + \frac{1}{\sigma_l + 0{,}2} + \frac{1}{\sigma_l + 4} = 0,$$

rezultînd $\sigma_l = -0{,}1$;

— abscisa punctului de divergență, $\sigma_a$, a asimptotelor,

$$\sigma_a = \frac{-0{,}002 - 0{,}2 - 4}{3} \cong -1{,}4.$$

Rezultă locul rădăcinilor din figura 4.36.

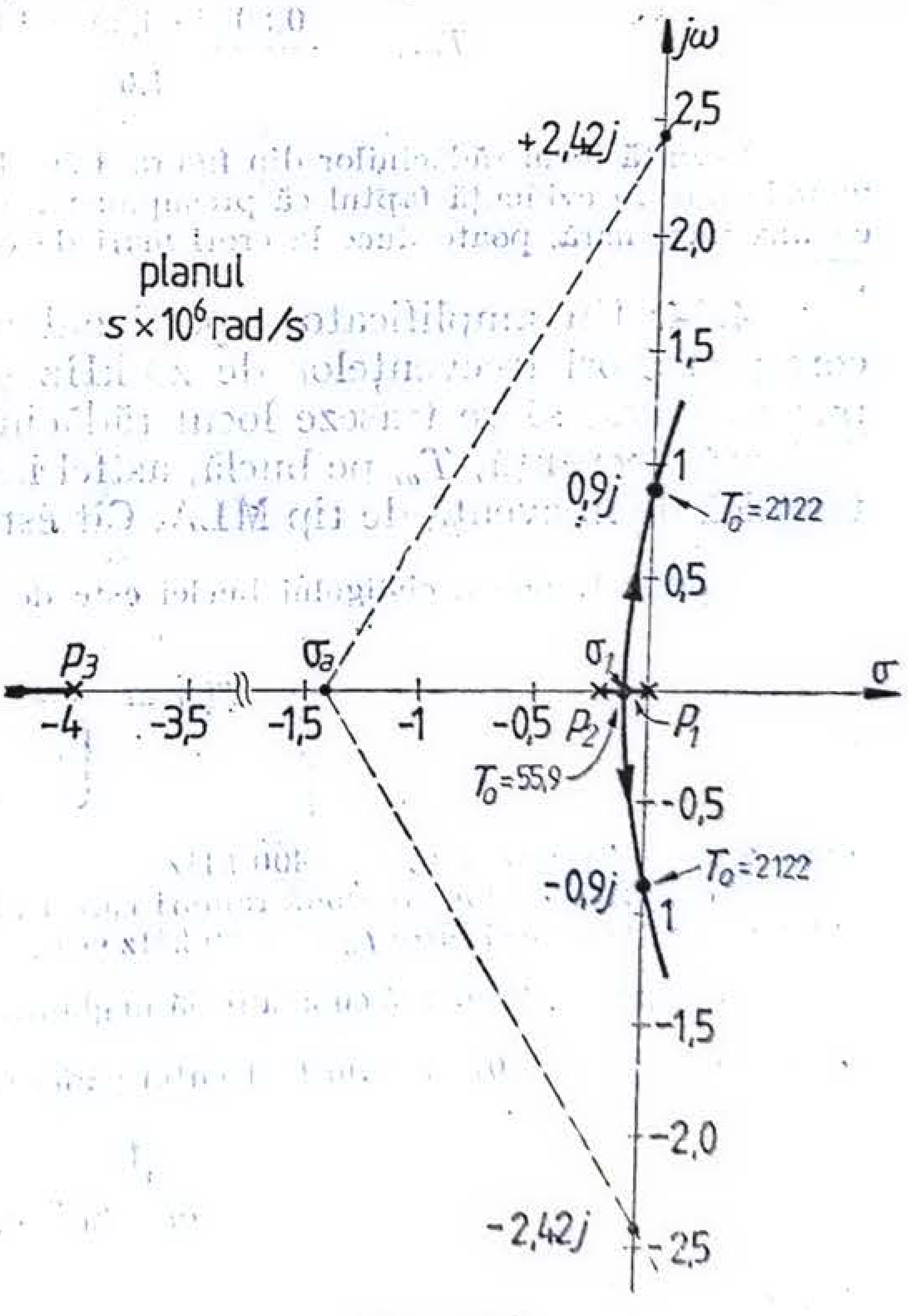



Fig. 4.36.

Ordonata punctului în care asimptotele intersectează axa imaginară este $j\omega = 1,4j \cdot \text{tg}\, 60° = 2,42\, j$.

Admiţînd că punctul de intersecţie al locului cu axa imaginară coincide cu punctul de intersecţie al asimptotelor, din condiţia de modul

$$\frac{T_o}{\left|1+\frac{s}{0,002}\right| \cdot \left|1+\frac{s}{0,2}\right| \cdot \left|1+\frac{s}{4}\right|} = 1,$$

pentru $s = 2,42 \cdot j$, se obţine $T_{o\,cr} = 17\,170$, respectiv $f_{o\,cr} = \frac{T_o}{a_o} = 0,432$.

Pentru verificare se utilizează din nou relaţia (4.43):

$$T_{o\,cr} = \frac{a_1 a_2}{a_3} - 1,$$

$a_1$, $a_2$ şi $a_3$ fiind coeficienţii lui $s$, $s^2$ şi, respectiv, $s^3$ ai numitorului expresiei (4.58), respectiv

$$a_1 = \frac{0,002 \cdot 0,2 + 0,002 \cdot 4 + 0,2 \cdot 4}{0,002 \cdot 0,2 \cdot 4} = \frac{0.8084 \cdot 10^3}{1,6},$$

$$a_2 = \frac{0,002 + 0,2 + 4}{0,002 \cdot 0,2 \cdot 4} = \frac{4,202 \cdot 10^3}{1,6},$$

$$a_3 = \frac{1}{0,002 \cdot 0,2 \cdot 4} = \frac{10^3}{1,6},$$

$$T_{o\,cr} = \frac{0,8074 \cdot 4,202 \cdot 10^3}{1,6} = 2\,123, \quad f_{o\,cr} = \frac{T_o}{a_o} = 0,053.$$

Rezultă locul rădăcinilor din figura 4.36. Diferenţele mari obţinute prin aplicarea celor două metode pun în evidenţă faptul că presupunerea suprapunerii locului cu asimptota sa, la intersecţia cu axa imaginară, poate duce la erori mari de calcul.

**4.34.** Un amplificator operţional are doi poli dominanţi reali şi negativi, corespunzători frecvenţelor de 20 kHz şi 400 kHz. Admiţînd o reacţie negativă pur rezistivă, să se traseze locul rădăcinilor şi să se determine valoarea cîştigului de joasă frecvenţă, $T_o$, pe buclă, astfel încît configuraţia respectivă să aibă o caracteristică de frecvenţă de tip MLA. Cît este frecvenţa limită superioară în acest caz?

*Soluţie.* Expresia cîştigului buclei este de forma:

$$T(s) = \frac{T_o}{\left(1-\frac{s}{p_a}\right)\left(1-\frac{s}{p_b}\right)},$$

unde $p_a = -20$ kHz şi $p_b = -400$ kHz.

Locul rădăcinilor are două ramuri care tind la infinit şi include punctele axei reale cuprinse între cei doi poli, deci între $p_a = -20$ kHz şi $p_b = -400$ kHz.

Asimptotele formează cu axa reală unghiurile de $\frac{(2k-1)\pi}{2}$, respectiv $+90°$ (pentru $k = 1$) şi $-90°$ (pentru $k = 0$). Ramurile locului părăsesc axa reală în punctul de abscisă $\sigma_i$ dat de ecuaţia

$$\frac{1}{\sigma_i - p_a} + \frac{1}{\sigma_i - p_b} = 0,$$

adică $\sigma_i = \frac{p_a + p_b}{2}$.

Deoarece $|p_a| \ll |p_b|$, rezultă pentru situația analizată

$$\sigma_i \cong \frac{p_b}{2} = -200\ \text{kHz}.$$

Se obține locul rădăcinilor din figura 4.37.

Pentru o caracteristică de tip MLA polii se văd din origine sub unghiuri de $\pm 45°$, deci

$$p_{1,2} = \frac{p_b}{2} \pm j\frac{p_b}{2} = -200 \pm 200j.$$

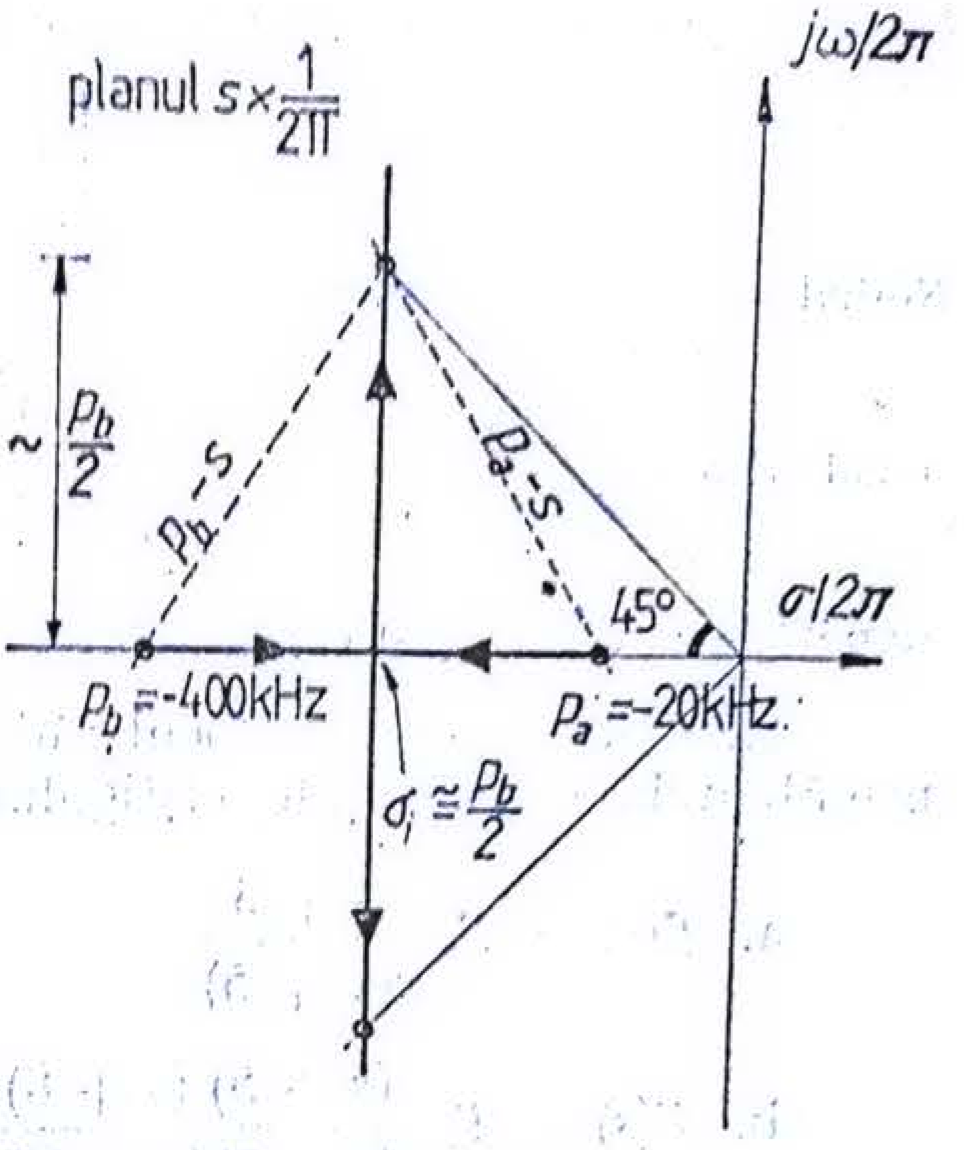



Fig. 4.37.

Pentru determinarea valorii corespunzătoare a lui $T_0$ se pune condiția de modul $|T(s)| = 1$, respectiv

$$\frac{T_0}{\left|1 - \frac{s}{p_a}\right| \cdot \left|1 - \frac{s}{p_b}\right|} = 1,$$

unde

$$s = \frac{p_b}{2} \pm j\frac{p_b}{2}.$$

Expresia se poate rescrie sub forma:

$$\frac{T_0 p_a p_b}{|p_a - s|\,|p_b - s|} = 1.$$

Din figură rezultă

$$|p_a - s| \cong |p_b - s| \cong \sqrt{\left(\frac{p_b}{2}\right)^2 + \left(\frac{p_b}{2}\right)^2} = \frac{p_b}{2}\sqrt{2},$$

ceea ce conduce la

$$\frac{T_0 p_a p_b}{\frac{p_b^2}{2}} = 1,$$

respectiv

$$T_0 = \frac{1}{2}\cdot\frac{p_b}{p_a} = \frac{1}{2}\cdot\frac{400}{20} = 10.$$

Amplificarea în buclă închisă are următoarea expresie:

$$A(s) = \frac{A_0}{\left(1 - \frac{s}{\sigma_i + j\sigma_i}\right)\left(1 - \frac{s}{\sigma_i - j\sigma_i}\right)}. \tag{4.59}$$

Numitorul expresiei poate fi rescris astfel:

$$1 - s\left(\frac{1}{\sigma_i + j\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_i - j\sigma_i}\right) + \frac{s^2}{2\sigma_i^2} = 1 - s\frac{2\sigma_i}{2\sigma_i^2} + \frac{s^2}{2\sigma_i^2} =$$

$$= 1 - \frac{s}{\sigma_i} + \frac{s^2}{2\sigma_i^2},$$

ceea ce, pentru $s = j\omega$, devine

$$1 - \frac{\omega^2}{2\sigma_i^2} - \frac{j\omega}{\sigma_i}.$$

La frecvenţa unghiulară $\omega_s$ modulul numitorului este $\sqrt{2}$ (amplificarea scade cu 3 dB) deci:

$$\left| 1 - \frac{\omega_s^2}{2\sigma_i^2} - \frac{j\omega_s}{\sigma_i} \right|^2 = 2.$$

Notînd $\frac{\omega_s}{\sqrt{2}\sigma_i} = u_s$ rezultă

$$(1 - u_s^2)^2 + 2u_s^2 = 2,$$

avînd soluţia

$$u_s^2 = \pm 1 \text{ respectiv } u_s = \pm 1.$$

Rezultă $\omega_s = \sqrt{2}|\sigma_i|$ şi deci $f_s = 200\sqrt{2} = 283$ kHz.

**4.35** Să se schiţeze locul rădăcinilor pentru diverse sisteme cu reacţie avînd următoarele expresii ale cîştigului buclei $T(s)$:

a. $T(s) = T_o \dfrac{s+3}{s(s+5)}$

b. $T(s) = T_o \dfrac{(s+5)(s+8)}{(s+2)(s+12)}$

c. $T(s) = T_o \dfrac{s+4}{s(s+2)}$

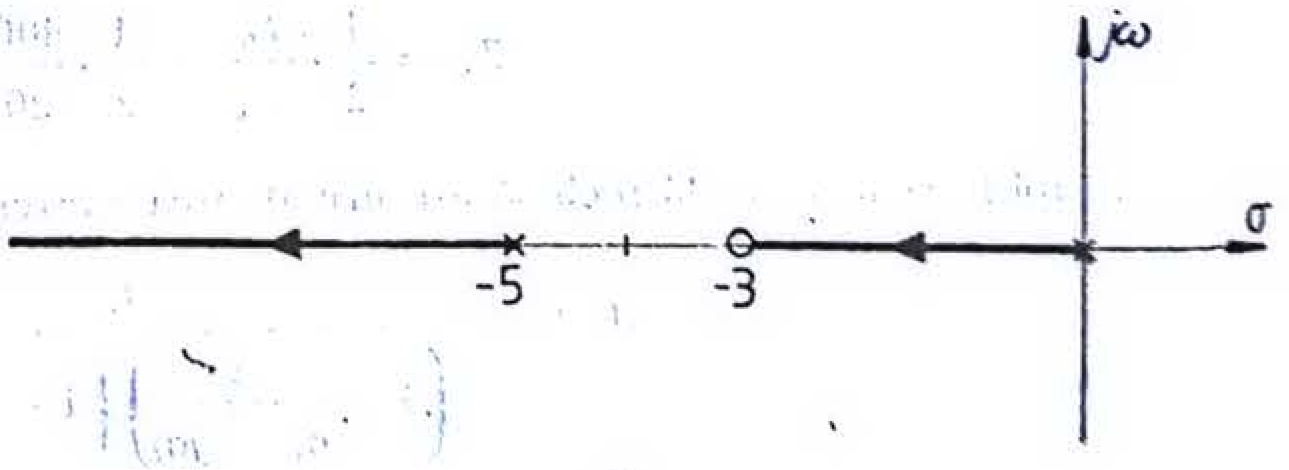
d. $T(s) = T_o \dfrac{(s+6)(s+10)}{(s+1)(s+3)}$

e. $T(s) = T_o \dfrac{s+5}{s(s+3)(s+8)}$

f. $T(s) = T_o \dfrac{1}{(s+2)(s+6)(s+10)(s+14)}$

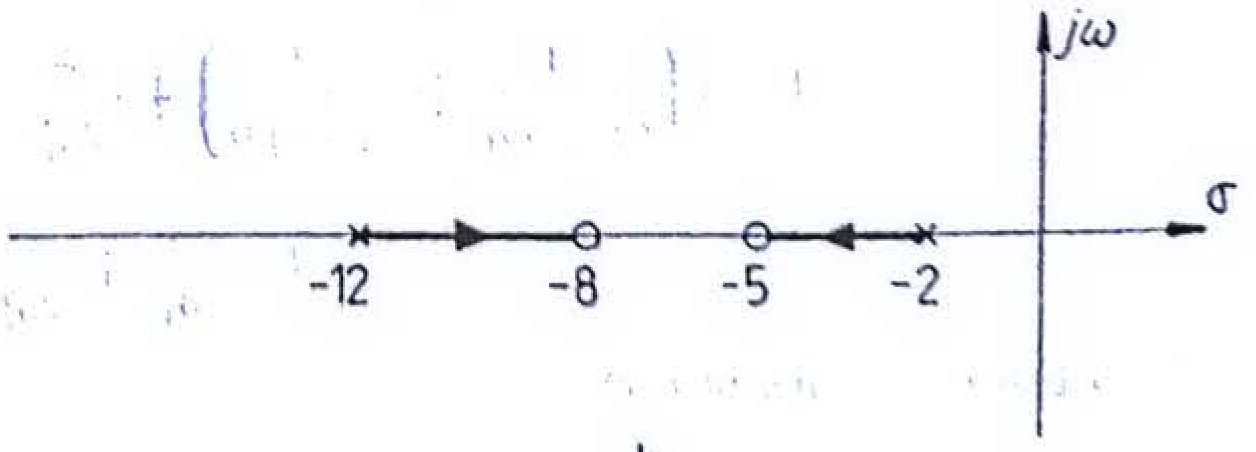
*Soluţie.* Utilizînd regulile de trasare a locului rădăcinilor şi procedînd ca în problemele precedente se obţin locurile trasate în fig. 4.38.

a. $T(s) = \dfrac{T_o(s+3)}{s(s+5)}$




a

b. $T(s) = \dfrac{T_o(s+5)(s+8)}{(s+2)(s+12)}$




b

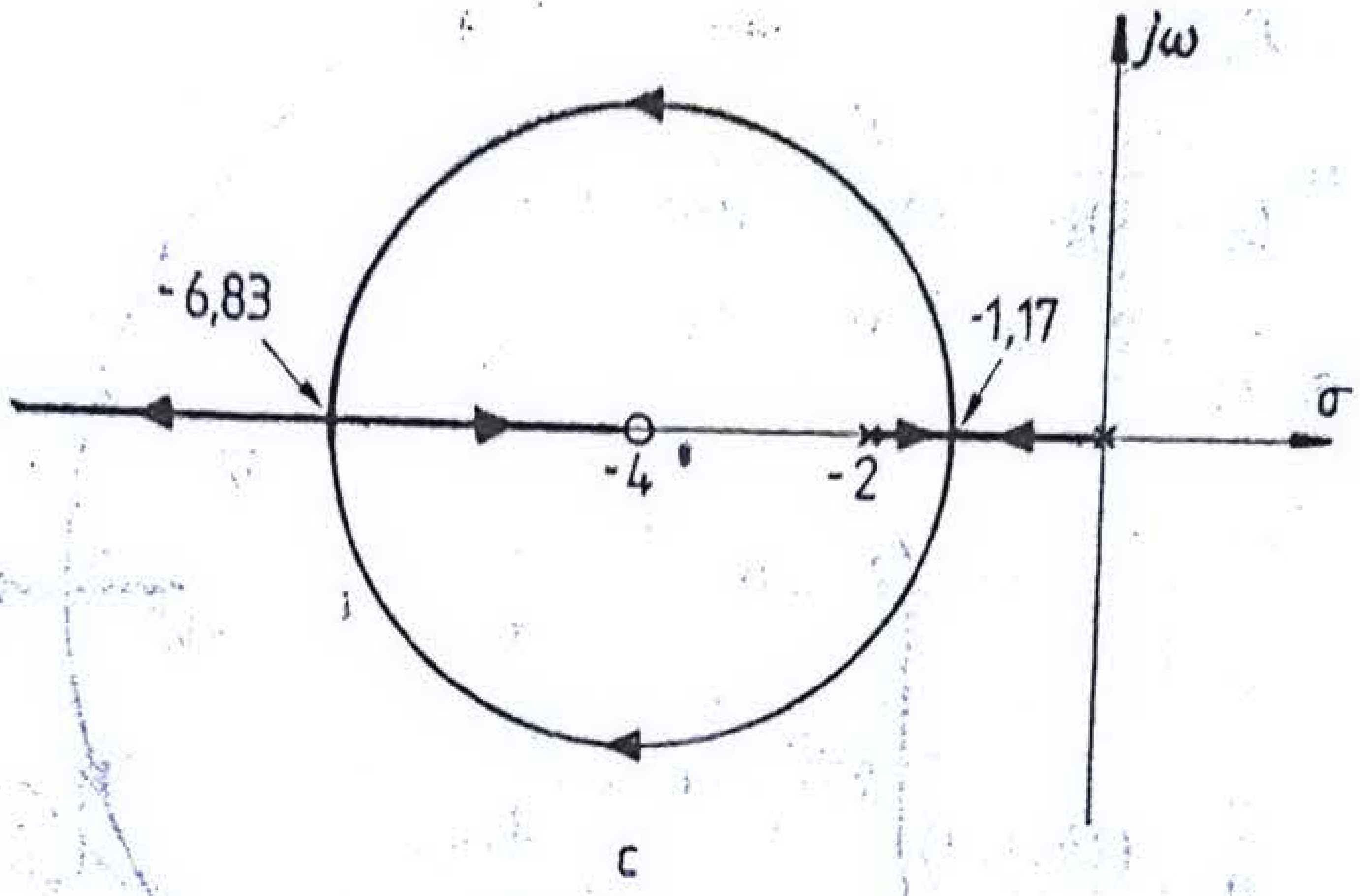
Fig. 4.38.

c. $T(s) = \dfrac{T_o(s+4)}{s(s+2)}$

$$\frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_i + 2} = \frac{1}{\sigma_i + 4}$$

$$\sigma_i^2 + 8\sigma_i + 8 = 0$$

$$\sigma_{i1} = -1{,}17, \quad \sigma_{i2} = -6{,}83$$




d. $T(s) =$

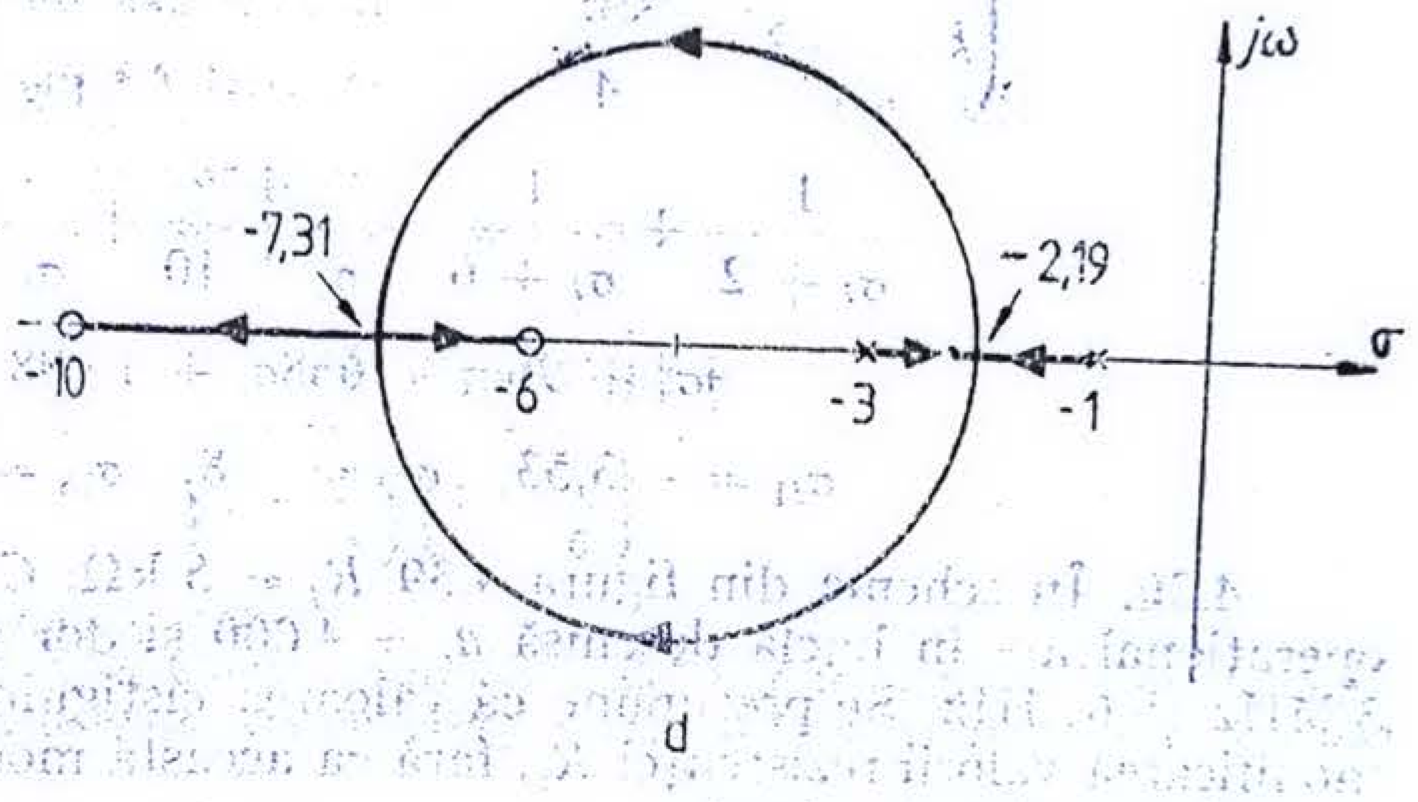
$$= \frac{T_o(s+6)(s+10)}{(s+1)(s+3)}$$

$$\frac{1}{\sigma_i + 1} + \frac{1}{\sigma_i + 3} =$$

$$= \frac{1}{\sigma_i + 6} + \frac{1}{\sigma_i + 10}$$

$$6\sigma_i^2 + 57\sigma_i + 96 = 0$$

$$\sigma_{i1} = -2{,}188, \quad \sigma_{i2} = -7{,}312$$




e. $T(s) = \dfrac{T_o(s+5)}{s(s+3)(s+8)}$

$$\sigma_a = \frac{-3 - 8 + 5}{2} = -3$$

$$\frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_i + 3} + \frac{1}{\sigma_i + 8} = \frac{1}{\sigma_i + 5}$$

$$2\sigma_i^3 + 26\sigma_i^2 + 110\sigma_i + 120 = 0$$

$$\sigma_{i1} = -1{,}66,$$

$$\sigma_{i2,3} = -5{,}67 \pm 2{,}01j$$

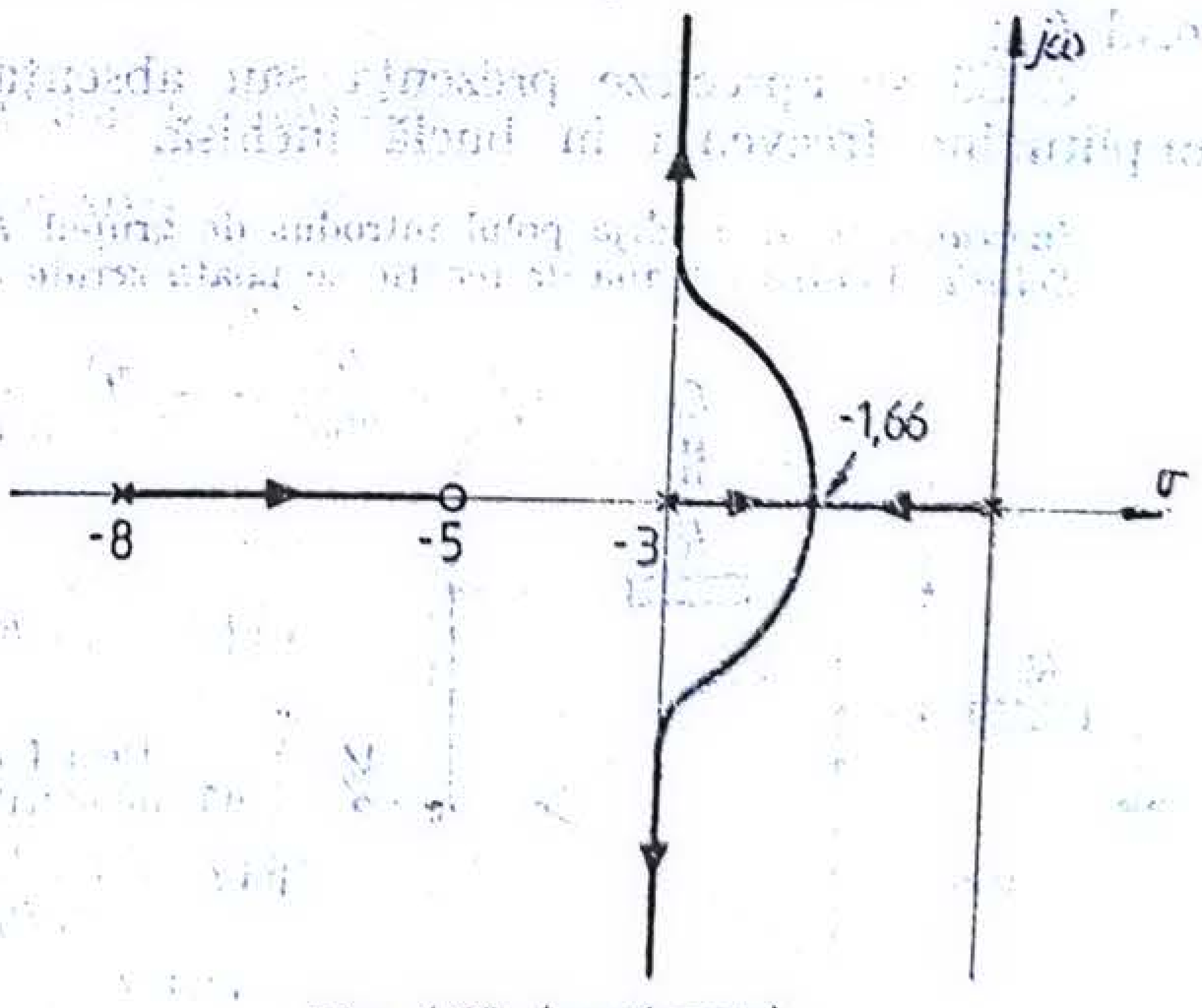



Fig. 4.38. (continuare)

f. $T(s) =$

$$= \frac{T_o}{(s+2)(s+6)(s+10)(s+14)}$$

$$\sigma_a = \frac{-2-6-10-14}{4} = -8$$

$$\theta = \frac{(2k+1)}{4} \begin{cases} k=0 & \frac{\pi}{4} \\ k=-1 & -\frac{\pi}{4} \\ k=1 & \frac{3\pi}{4} \\ k=-2 & -\frac{3\pi}{4} \end{cases}$$

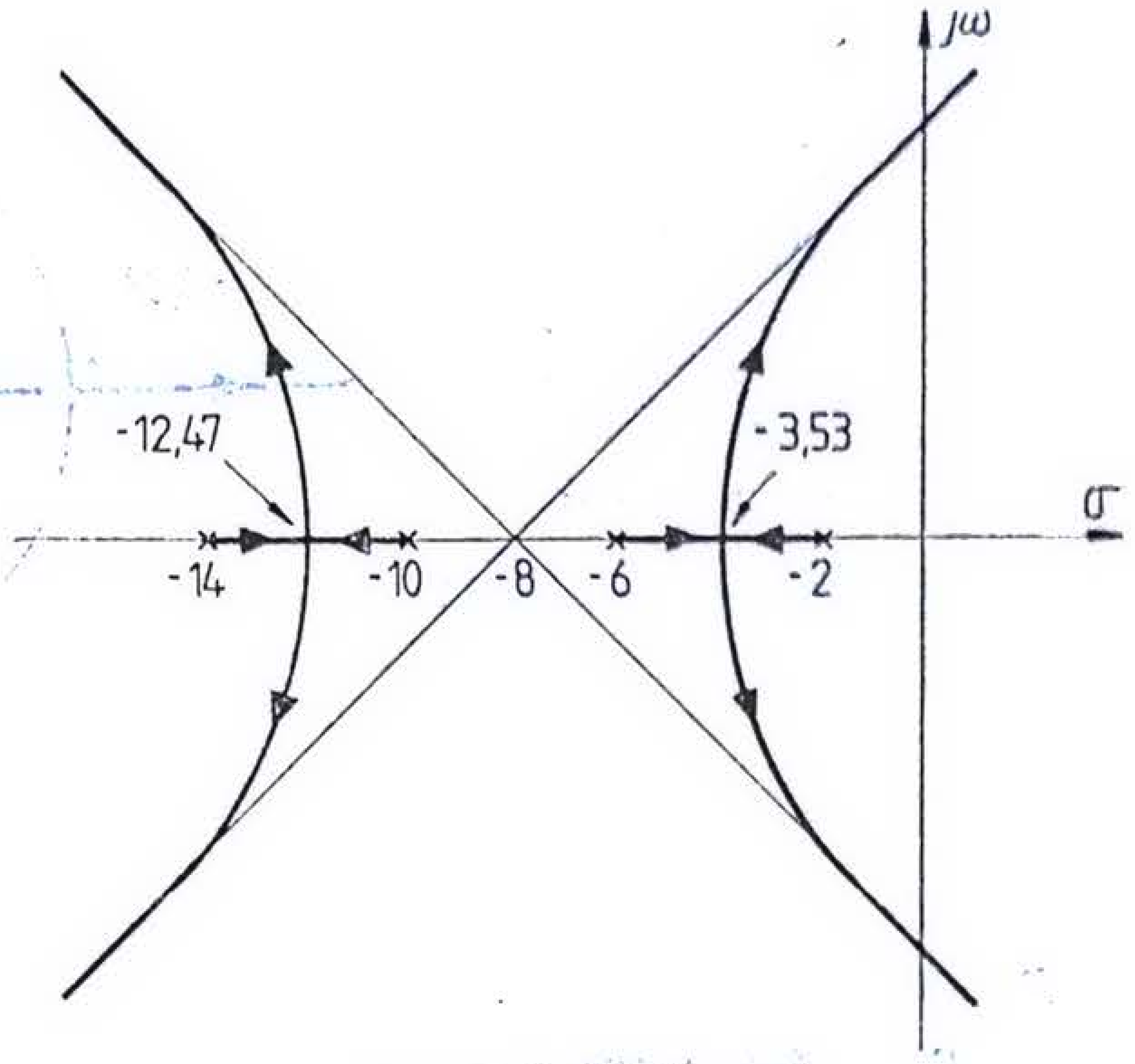



Fig. 4.38. (continuare)

$$\frac{1}{\sigma_i+2} + \frac{1}{\sigma_i+6} + \frac{1}{\sigma_i+10} + \frac{1}{\sigma_i+14} = 0$$

$$4\sigma_i^3 + 96\sigma_i^2 + 688\sigma_i + 1\,408 = 0$$

$$\sigma_{i1} = -3{,}53, \quad \sigma_{i2} = -8, \quad \sigma_{i3} = -12{,}47$$

**4.36.** În schema din figura 4.39 $R_f = 5$ kΩ, $C_f = 1{,}5$ pF, iar amplificatorul operațional are în buclă deschisă $a_o = 4\,000$ și doi poli reali negativi plasați la 3 MHz și 6 MHz. Se presupune că valoarea cîștigului pe buclă se poate varia prin modificarea valorii rezistenței $R_r$, fără ca această modificare să schimbe parametrii amplificatorului de bază.

a. Să se schițeze locul rădăcinilor atît cu, cît și fără capacitorul $C_f$;

b. Să se estimeze poziția polilor pentru $R_r = 50$ Ω atît cu, cît și fără capacitorul $C_f$;

c. Să se aprecieze prezența sau absența supracreșterilor în caracteristica amplitudine frecvență în buclă închisă.

*Indicație:* se va neglija polul introdus de grupul $R_fC_f$ în funcția de transfer a buclei.

*Soluție.* Pentru rețeaua de reacție se poate scrie:

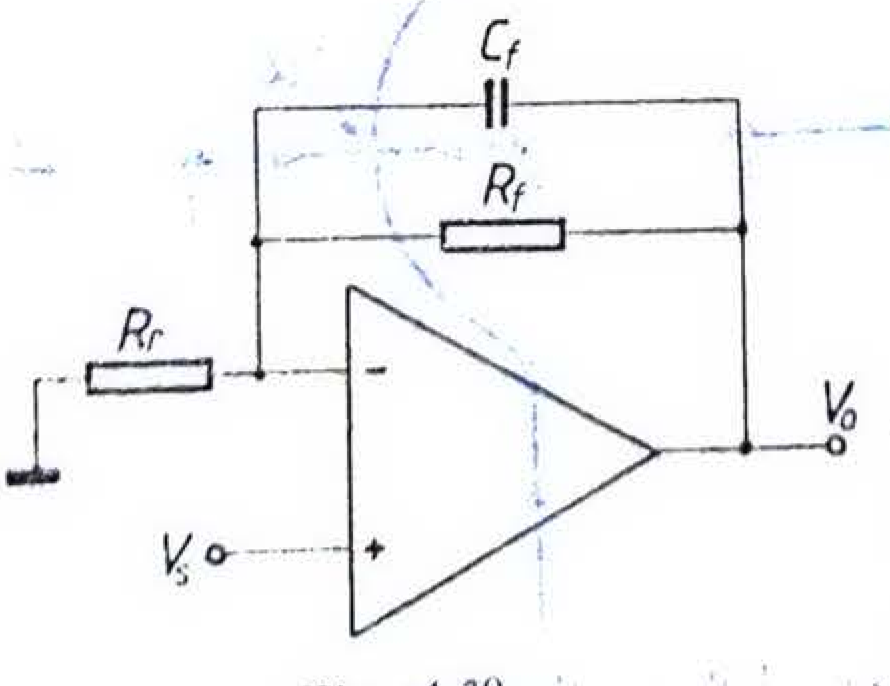



Fig. 4.39.

$$f = \frac{R_r}{R_r + R_f \| C_f} = \frac{R_r}{R_r + \dfrac{R_f}{1+sR_fC_f}} =$$

$$= \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot \frac{1 + sC_fR_f}{\left(1 + s\dfrac{R_fR_r}{R_f+R_r}C_f\right)}.$$

Deci factorul de reacție, $f$, se caracterizează prin două singularități: un zero negativ corespunzător frecvenței $f_z = \dfrac{1}{2\pi R_fC_f}$ și un pol negativ corespunzător frecvenței $f_p = \dfrac{1}{2\pi C_fR_f \| R_r}$.

Dacă $R_r \parallel R_f \ll R_f$, atunci $f_p \ll f_z$ şi poate fi într-adevăr neglijat.

Pentru valorile numerice precizate în enunţ rezultă

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi 5 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}}\ \mathrm{Hz} =$$

$$= \frac{10^3}{6,28 \cdot 7,5}\ \mathrm{MHz} = 21,23\ \mathrm{MHz}.$$

În lipsa condensatorului $C_f$ cîştigul buclei este

$$T(s) = \frac{4000 \cdot f_0}{\left(1 + \frac{s}{3\ \mathrm{MHz}}\right)\left(1 + \frac{s}{6\ \mathrm{MHz}}\right)},$$

iar locul rădăcinilor are aspectul din figura 4.40.

După cum se observă, cele două ramuri ale locului pornesc din polii $p_1 = -3$ MHz şi $p_2 = -6$ MHz, vin una spre alta şi părăsesc axa reală în punctul de abscisa $\sigma_t = \frac{-3-6}{2} = -4,5$ MHz, iar apoi evoluează pe o dreaptă paralelă cu axa imaginară.

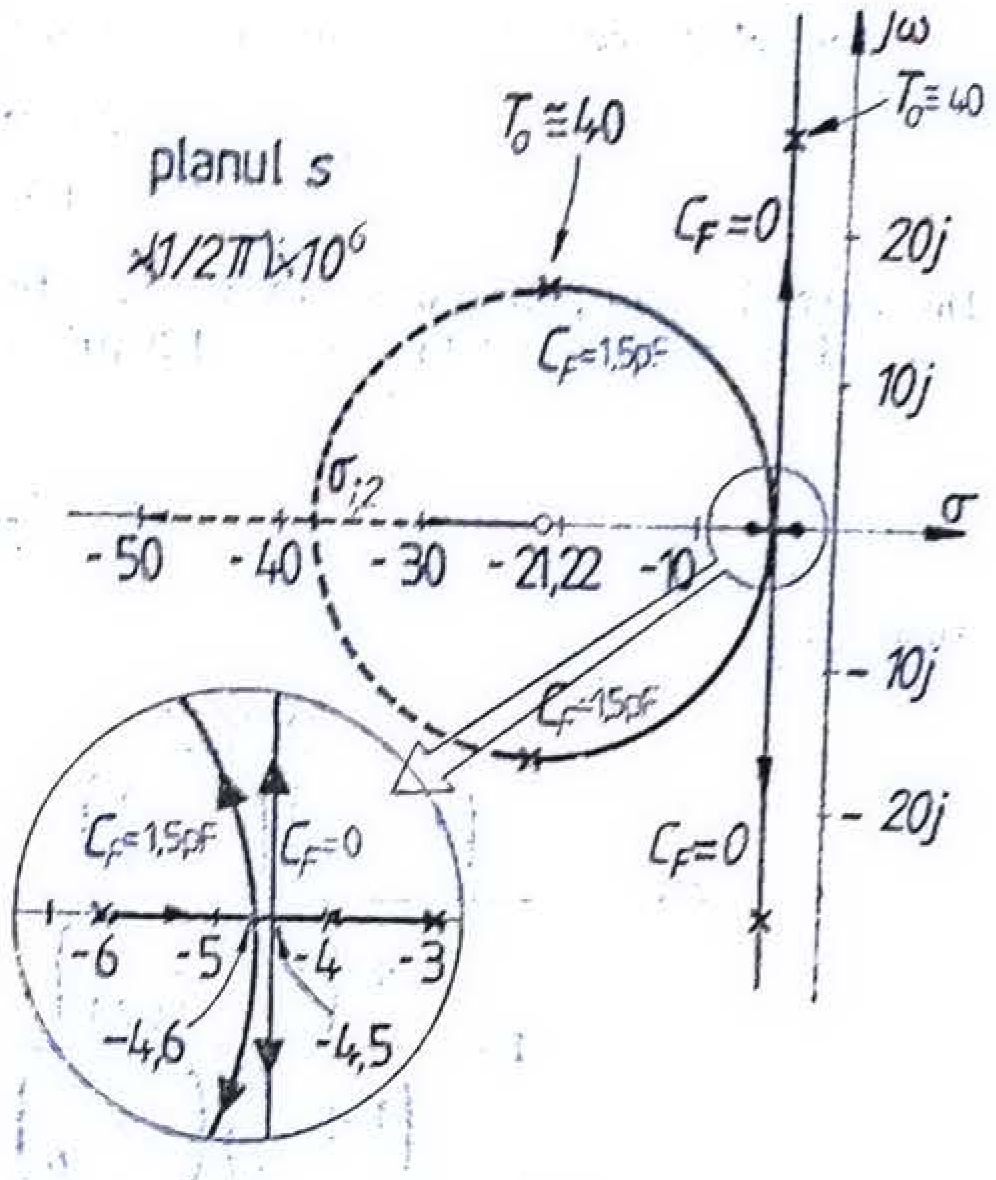



Fig. 4.40.

În prezenţa condensatorului $C_f$ cîştigul buclei are expresia

$$T(s) = \frac{4\,000\, f_0 \left(1 + \frac{s}{21,23}\right)}{\left(1 + \frac{s}{3}\right)\left(1 + \frac{s}{6}\right)},$$

iar locul rădăcinilor are aspectul din figura 4.40.

Locul are două ramuri: una tinde la minus infinit, iar cealaltă se termină în zeroul lui $T(s)$, deci la $-21,23$ MHz. Abscisele punctelor în care ramurile locului părăsesc şi, respectiv, ating axa reală se calculează din relaţia:

$$\frac{1}{\sigma_t + 3} + \frac{1}{\sigma_t + 6} = \frac{1}{\sigma_t + 21,23},$$

de unde

$$\sigma_t^2 + 42,46\,\sigma_t + 173,07 = 0,$$

rezultînd $\sigma_{t_1} = -4,57$ MHz şi $\sigma_{t_2} = -37,89$ MHz.

Pentru $R_r = 50\ \Omega$, în lipsa condensatorului $C_f$,

$$f = f_0 = \frac{R_r}{R_f + R_r} = \frac{50}{5000} = \frac{1}{100},$$

deci

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f(s)} = \frac{\dfrac{4\,000}{\left(1 + \frac{s}{3}\right)\left(1 + \frac{s}{6}\right)}}{1 + \dfrac{40}{\left(1 + \frac{s}{3}\right)\left(1 + \frac{s}{6}\right)}} = \frac{4\,000 \cdot 18}{s^2 + 9s + 738}.$$

Rădăcinile ecuaţiei caracteristice, respectiv polii în buclă închisă, sînt soluţiile ecuaţiei $s^2 + 9s + 738 = 0$, de unde rezultă $p_1 = (-4,5 + 26,79j)$ MHz şi $p_2 = (-4,5 - 26,79j)$ MHz.

Se poate calcula tangenta unghiului $\psi$ sub care cei doi poli sînt văzuţi din origine:

$$\operatorname{tg}\psi = \pm\frac{26,79}{4,5} = \pm 5,95, \text{ deci } \psi = \pm 80°.$$

Deoarece $\psi > 45°$, înseamnă că în caracteristica amplitudine-frecvenţă vor exista supracreşteri.
Pentru $R_r = 50\ \Omega$ şi $C_f = 1,5$ pF rezultă

$$f = \frac{50}{5\,000}\left(1 + \frac{s}{21,23}\right)$$

respectiv

$$A(s) = \frac{\dfrac{4\,000}{\left(1+\dfrac{s}{3}\right)\left(1+\dfrac{s}{6}\right)}}{1 + \dfrac{40\left(1+\dfrac{s}{21,23}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{3}\right)\left(1+\dfrac{s}{6}\right)}} = \frac{4\,000}{\left(1+\dfrac{s}{3}\right)\left(1+\dfrac{s}{6}\right) + 40\left(1+\dfrac{s}{21,23}\right)} =$$

$$= \frac{4\,000 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 21,23}{21,23(s+3)(s+6) + 40 \cdot 18(s+21,23)}.$$

Polii amplificării în buclă închisă sînt rădăcinile ecuaţiei caracteristice $21,23\,s^2 + 911,07\,s + 15\,667,74 = 0$, de unde $p_1 = (-21,46 + 16,66\,j)$ MHz şi $p_2 = (-21,46 - 16,66\,j)$ MHz, respectiv, $\operatorname{tg}\varphi = \dfrac{16,66}{21,46} = 0,76$.

Deoareee arctg $\varphi = 38° < 45°$, răspunsul în frecvenţă nu va avea supracreşteri.

**4.37.** Un amplificator operaţional are, în caracteristica de transfer fără reacţie, doi poli reali negativi corespunzători frecvenţelor de 100 Hz şi 100 kHz şi un zero real negativ corespunzător frecvenţei de 120 kHz. Cîştigul în tensiune în buclă deschisă, la joasă frecvenţă, al amplificatorului operaţional, este de 100 dB. Să se schiţeze locul rădăcinilor, care rezultă prin plasarea amplificatorului într-o buclă de reacţie pur rezistivă. Să se determine singularităţile caracteristicii de transfer în buclă închisă pentru $f_o = 10^{-3}$ şi $f_o = 1$ şi să se estimeze frecvenţa limită superioară a configuraţiei în aceste două cazuri.

*Soluţie.* Utilizînd acelaşi procedeu ca în problema 4.36 rezultă locul rădăcinilor din figura 4.41. Abscisele punctelor în care ramurile locului părăsesc şi, respectiv, ating axa reală se determină din relaţia:

$$\frac{1}{\sigma_i + 0,1} + \frac{1}{\sigma_i + 100} = \frac{1}{\sigma_i + 120},$$

adică $\sigma_i^2 + 240\,\sigma_i + 12\,000 = 0$, de unde $\sigma_{i1} = -71$ kHz şi $\sigma_{i2} = -169$ kHz.

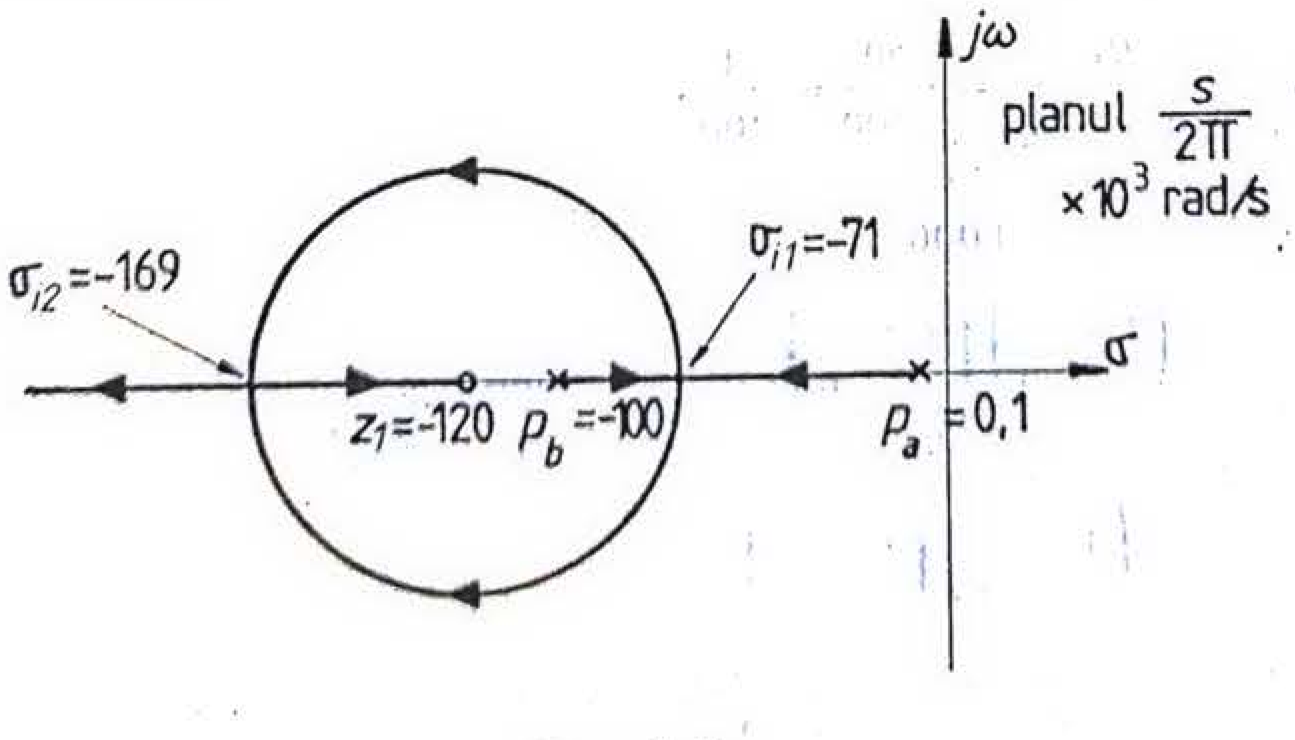


Fig. 4.41.

Deoareee în buclă deschisă

$$a(s) = \frac{\dfrac{10^6}{120}(s+120)}{(s+0,1)(s+100)} =$$

$$= \frac{10^6}{120} \cdot \frac{s+120}{s^2 + 100s + 10},$$

rezultă, pentru $f_o = 10^{-3}$,

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f_o} = \frac{\dfrac{\dfrac{10^6}{120} s( + 120)}{s^2 + 100s + 10}}{1 + \dfrac{\dfrac{10^3}{120}(s + 120)}{s^2 + 100s + 10}} = \frac{\dfrac{10^6}{120}(s + 120)}{s^2 + 100s + 10 + \dfrac{25}{3}s + 10^3}.$$

Rezolvînd ecuația caracteristică $s^2 + 108{,}33\,s + 1010 = 0$, rezultă polii amplificării în buclă închisă, exprimați în unități de frecvență: $p_1 = -10{,}3$ kHz și $p_2 = -98{,}01$ kHz.

Deci în buclă închisă amplificarea are un zero și doi poli: $z_1 = -120$ kHz și, respectiv, $p_1 = -10{,}3$ kHz și $p_2 = -98{,}01$ kHz.

Deoarece $|p_1| < |p_2| < |z_1|$, rezultă $f_s = |p_1| = 10{,}3$ kHz.

Pentru $f_o = 1$,

$$A(s) = \frac{\dfrac{\dfrac{10^6}{120}(s + 120)}{s^2 + 100s + 10}}{1 + \dfrac{\dfrac{10^6}{120}(s + 120)}{s^2 + 100s + 10}} = \frac{\dfrac{10^6}{120}(s + 120)}{s^2 + 100s + 10 + \dfrac{25\,000}{3}s + 10^6}.$$

Rezolvînd ecuația caracteristică $s^2 + 8\,433s + 1\,000\,010 = 0$, rezultă $p_1 = -120{,}3$ kHz și $p_2 = -8{,}313$ MHz. Deci singularitățile amplificării în buclă închisă sînt $z_1 = -120$ kHz, $p_1 = -120{,}3$ kHz, $p_2 = -8{,}313$ MHz.

Deoarece zeroul compensează polul,

$$f_s = |p_2| = 8{,}313 \text{ MHz}.$$

**4.38.** Se consideră un amplificator operațional avînd trei poli reali și negativi, pentru care amplificarea în buclă deschisă este de forma:

$$a(s) = \frac{a_o}{\left(1 - \dfrac{s}{p_a}\right)\left(1 - \dfrac{s}{p_b}\right)\left(1 - \dfrac{s}{p_c}\right)},$$

unde $|p_a| < |p_b| < |p_c|$.

Amplificatorul este utilizat într-o configurație inversoare, ca în figura 4.42, care permite realizarea unei compensări prin intermediul capacitorului $C_f$.

a. Să se calculeze valoarea minimă a capacității condensatorului $C_f$ care va asigura o funcționare stabilă a circuitului pentru orice transmisie pe buclă la frecvențe medii.

b. Să se studieze efectul valorii capacitorului $C_f$ asupra locului rădăcinilor și asupra răspunsului în frecvență al cîștigului în buclă închisă.

*Indicație*: se va neglija polul introdus de grupul $R_fC_f$ în funcția de transfer a buclei.

*Soluție.* Pentru configurația din figura 4.42

$$f(s) = \frac{R_r}{R_r + R_f \| C_f} = \frac{R_r}{R_r + R_f} \frac{1 + sC_fR_f}{1 + s\dfrac{R_rR_f}{R_r + R_f}C_f},$$

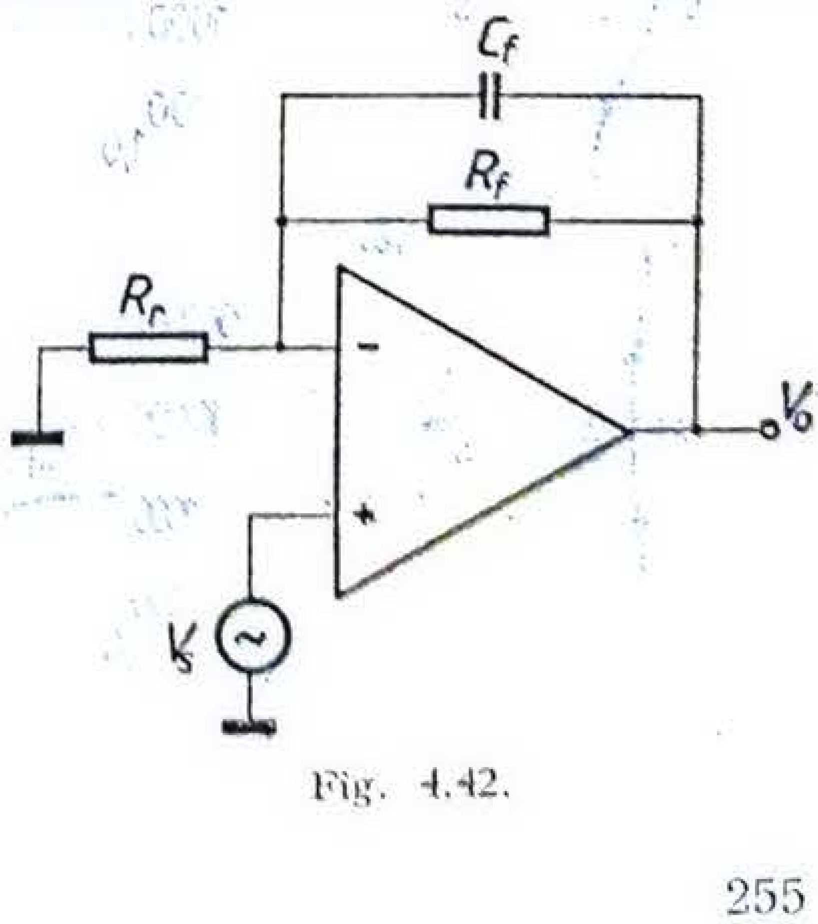


Fig. 4.42.

deci există un pol și un zero, ambii negativi, corespunzători frecvențelor

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_f (R_r \parallel R_f)}$$

și

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_f C_f}.$$

Dacă $R_r \parallel R_f \ll R_f, f_p \gg f_z$, deci polul introdus de rețeaua de reacție poate fi într-adevăr neglijat.

Rezultă următoarea expresie a cîștigului buclei:

$$T(s) = a_o \cdot \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot \frac{\left(1 - \frac{s}{z_f}\right)}{\left(1 - \frac{s}{p_a}\right)\left(1 - \frac{s}{p_b}\right)\left(1 - \frac{s}{p_c}\right)}.$$

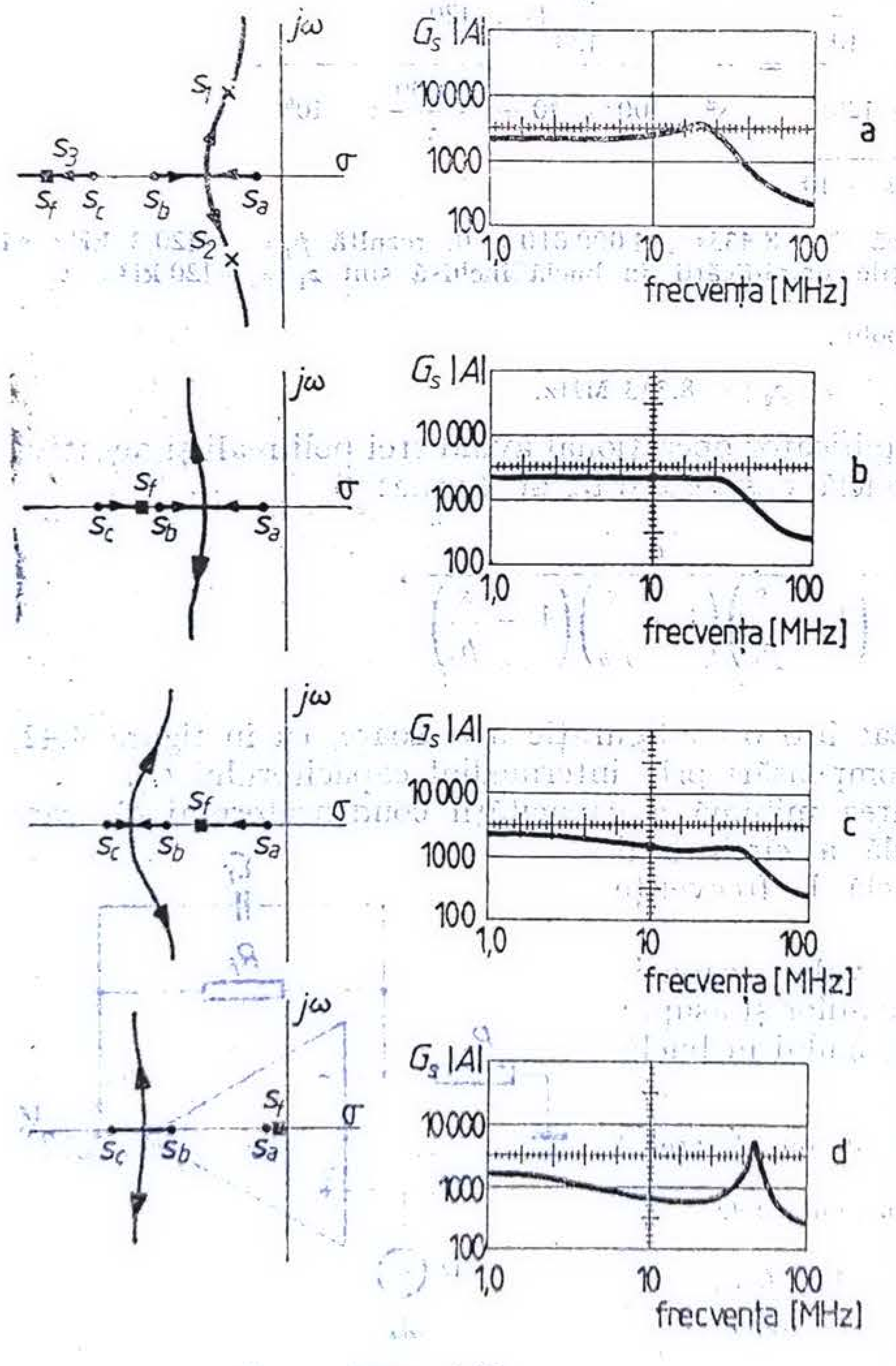



Fig. 4.43.

Existența zeroului $z_f = -\frac{1}{R_f C_f}$ schimbă profund locul rădăcinilor amplificatorului în buclă închisă. Astfel, locul are trei ramuri: una tinde spre $z_f$, ia celelalte două tind la infinit. Unghiurile pe care asimptotele acestor două ramuri le fac cu axa reală sînt de $\pm 90°$, deci asimptotele sînt paralele cu axa $j\omega$.

Pentru ca sistemul să fie stabil, trebuie ca aceste asimptote să fie în semiplanul stîng, deci abscisa $\sigma_a$, a punctului în care asimptotele intersectează axa reală, trebuie să fie negativă. Ca urmare, condiția de stabilitate se poate scrie sub forma

$$\sigma_a = \frac{p_a + p_b + p_c - z_f}{2} < 0,$$

sau

$$z_f > p_a + p_b + p_c,$$

respectiv

$$|z_f| < |p_a + p_b + p_c|.$$

În figura 4.43 s-a reprezentat locul rădăcinilor și răspunsul în frecvență corespunzător în buclă închisă, pentru diverse valori ale capacitorului $C_f$ corespunzătoare unei funcționări stabile.

Astfel, dacă $|z_f| > |p_c|$, răspunsul poate prezenta o supracreștere pentru o reacție suficient de puternică, indicînd faptul că este dominat de perechea de poli complexă (fig. 4.43, a).

Dacă $|p_c| < |z_f| < |p_b|$, se obține locul rădăcinilor din figura 4.43 b. Deoarece în acest caz

polii complecşi se deplasează spre exterior faţă de axa $j\omega$, se poate obţine o localizare mai bună a polilor în buclă închisă, deci un răspuns în frecvenţă mai bun.

Dacă $|p_b| < |z_f| < |p_a|$, se obţine aspectul din figura 4.43 c. Răspunsul în frecvenţă este dominat de polul care se deplasează din $p_a$ spre $z_f$, deci banda de frecvenţe este mai îngustă decît în cazul precedent. Dacă reacţia este suficient de puternică pentru a duce perechea de poli destul de departe de axa reală, poate apărea o supracreştere a răspunsului în frecvenţă, ca în figura 4.43 c. Deoarece această supracreştere apare la frecvenţe mai mari decît frecvenţa limită superioară, ea nu va îmbunătăţi lărgimea de bandă a amplificatorului în buclă închisă.

Pentru $|z_f| < |p_a|$, răspunsul se deteriorează în continuare, după cum reiese fie din locul rădăcinilor, fie din răspunsul în frecvenţă din figura 4.43 d.

Discuţia precedentă arată că trebuie să existe o localizare optimă a zeroului $z_f$, între $p_b$ şi $p_c$. Aceasta corespunde alegerii zeroului $z_f$ şi a cîştigului buclei $a_o f_o$, astfel încît cei trei poli ai lui $A(s)$ să corespundă unei configuraţii Butterworth de ordinul III.

**4.39.** Se consideră un amplificator operaţional avînd amplificarea în buclă deschisă $a_o$ şi doi poli reali şi negativi, astfel încît $|p_a| < |p_b|$.

Amplificatorul este utilizat într-o configuraţie neinversoare ca în figura 4.44.

a. Să se traseze locul rădăcinilor şi să se determine în funcţie de $a_o$, $p_a$ şi $p_b$ valoarea factorului de reacţie $f_{o\,max}$ corespunzătoare obţinerii unei benzi maxime de frecvenţe, fără supracreşteri în buclă închisă. Cît este lărgimea de bandă corespunzătoare?

b. Pentru a se putea utiliza un factor de reacţie $f_o' > f_{o\,max}$, pe rezistenţa $R_f$ se adaugă în paralel un capacitor de compensare $C_f$. Neglijînd polul introdus de grupul $R_f C_f$ în funcţia de transfer a buclei, să se stabilească expresia analitică a locului rădăcinilor şi să se traseze grafic.

c. Să se determine valoarea capacitorului de compensare $C_f$ în funcţie de $a_o$, $p_a$, $p_b$ şi $f_o'$, astfel încît circuitul, în buclă închisă, să aibă o lărgime maximă de bandă, fără supracreşteri. Cît este această lărgime de bandă?

*Soluţie.* Pentru circuitul din figura 4.44:

$$a(s) = \frac{a_o}{\left(1 - \frac{s}{p_a}\right)\left(1 - \frac{s}{p_b}\right)}, \quad f(s) = f_o = \frac{R_r}{R_r + R_f};$$

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)\cdot f_o} = \frac{a_o p_a p_b}{s^2 - s(p_a + p_b) + p_a p_b(1 + a_o f_o)}. \tag{4.60}$$

Locul rădăcinilor are aspectul din figura 4.45 a.

Pentru obţinerea unei caracteristici MLA, polii $p_1$ şi $p_2$ ai amplificării în buclă închisă, respectiv rădăcinile numitorului expresiei (4.60), trebuie să facă un unghi de $\pm 45°$ cu axa reală negativă (configuraţie Butterworth de ordinul 2), deci $p_{1,2} = \alpha \pm j\alpha$.

Ţinînd seama de relaţiile dintre coeficienţii şi rădăcinile ecuaţiei caracteristice corespunzătoare relaţiei (4.60), se poate scrie

$$p_1 + p_2 = 2\alpha = (p_a + p_b), \tag{4.61 a}$$

$$p_1 p_2 = 2\alpha^2 = p_a p_b(1 + a_o f_{o\,max}). \tag{4.61 b}$$

Se obţine relaţia

$$\frac{(p_a + p_b)^2}{2} = p_a p_b(1 + a_o f_{o\,max}), \tag{4.61 c}$$

pe baza căreia se poate calcula valoarea factorului de reacţie $f_{o\,max}$ care permite obţinerea lărgimii maxime de bandă fără supracreşteri:

$$f_{o\,max} = \frac{\frac{(p_a + p_b)^2}{2p_a p_b} - 1}{a_o}. \tag{4.62}$$

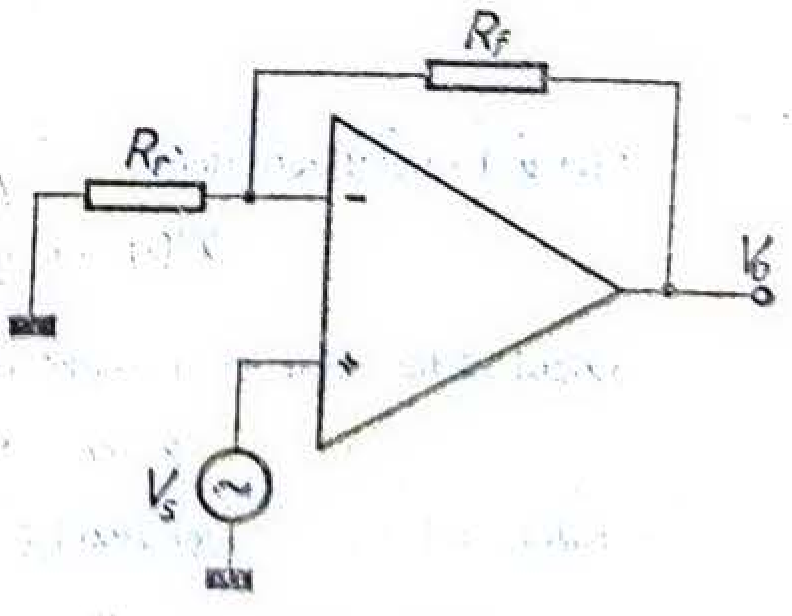



Fig. 4.44.

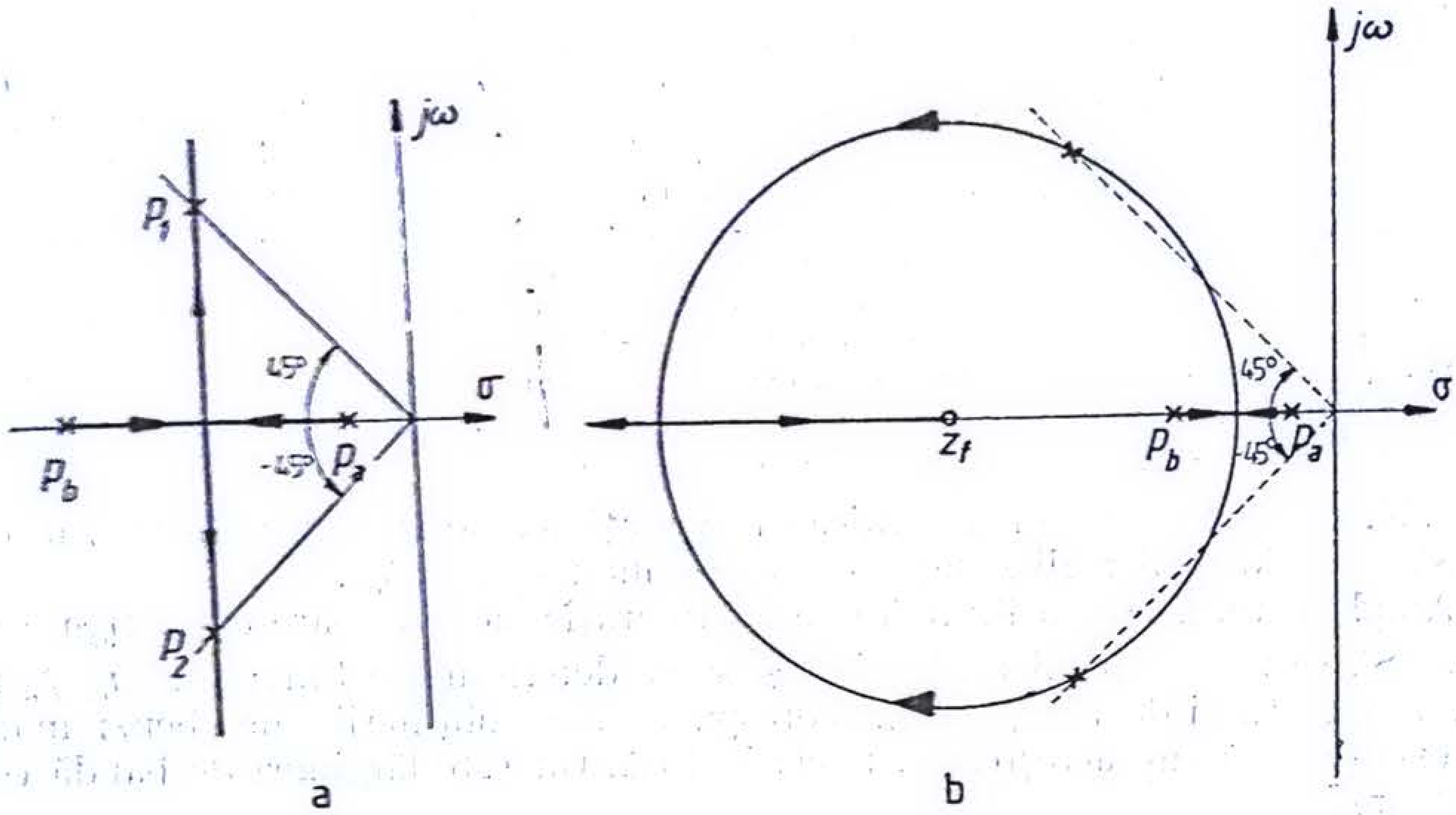



Fig. 4.45.

Deci lărgimea de bandă corespunzătoare, reprezentind raza cercului cu centrul în origine care trece prin polii $p_1$ și $p_2$, va fi

$$\omega_{max} = \frac{|\alpha|}{\sin 45} = \frac{|p_a + p_b|}{\sqrt{2}}. \tag{4.63}$$

Evident, pentru $f_o > f_{o\,max}$ vor apărea supracreșteri ale răspunsului în frecvență; pentru anularea acestora se utilizează o compensare care constă în introducerea unui capacitor $C_f$ în paralel pe $R_f$. În acest caz

$$f'(s) = \frac{R_r}{R_r + R_f \parallel C_f} = \frac{R_r}{R_r + R_f} \cdot \frac{1 + sC_fR_f}{1 + s\dfrac{R_rR_f}{R_r + R_f}C_f}.$$

Prin neglijarea polului, care după cum se observă intervine la frecvențe mult mai mari $\left(\frac{R_r \cdot R_f}{R_r + R_f} \ll R_f\right)$, $f'(s)$ se poate scrie sub forma

$$f'(s) = f_o'\left(1 - \frac{s}{z_f}\right), \tag{4.64}$$

unde

$$f_o' = \frac{R_r}{R_r + R_f}, \tag{4.65 a}$$

$$z_f = -\frac{1}{R_fC_f}. \tag{45.6 b}$$

Cîștigul buclei este deci

$$T'(s) = a(s) \cdot f'(s) = \frac{a_s f_o' p_a p_b}{z_f} \frac{z_f - s}{(p_a - s)(p_b - s)}. \tag{4.66}$$

Locul rădăcinilor se trasează conform relației (4.9 a), deci din condiția

$$\varphi\,|\underline{z_f - s} - \varphi\,|\underline{p_a - s} - \varphi\,|\underline{p_b - s} = 180°.$$

Înlocuind $s = \sigma + j\omega$ rezultă

$$\text{arctg}\frac{\omega}{\sigma - z_f} - \left[\text{arctg}\frac{\omega}{\sigma - p_a} + \text{arctg}\frac{\omega}{\sigma - p_b}\right] = 180°. \tag{4.67}$$

Ținînd seama de relațiile trigonometrice uzuale

$$\operatorname{tg}(A \pm B) = \frac{\operatorname{tg} A \pm \operatorname{tg} B}{1 \mp \operatorname{tg} A \operatorname{tg} B},$$

din relația (4.67) rezultă

$$\frac{\omega}{\sigma - z_f} - \frac{\dfrac{\omega}{\sigma - p_a} + \dfrac{\omega}{\sigma - p_b}}{1 - \dfrac{\omega}{\sigma - p_a} \cdot \dfrac{\omega}{\sigma - p_b}} = 0. \tag{4.68}$$

Simplificînd și rearanjînd relația (4.68) se obține

$$\omega^2 + (\sigma - z_f)^2 = z_f^2 - z_f(p_a + p_b) + p_a p_b, \tag{4.69}$$

ceea ce reprezintă ecuația unui cerc cu centrul în punctul $(0, z_f)$, de rază $\rho = \sqrt{z_f^2 - z_f(p_a + p_b) + p_a p_b}$, avînd aspectul din figura 4.45 b.

În prezența capacitorului de compensare amplificarea în buclă închisă este:

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s) \cdot f'(s)} = \frac{a_0 p_a p_b}{s^2 - s\left(p_a + p_b + \dfrac{a_0 f_0' p_a p_b}{z_f}\right) + p_a p_b(1 + a_0 f_0')}. \tag{4.70}$$

Pentru obținerea condiției necesare realizării lărgimii maxime de bandă, fără supracreșteri, se generalizează relația (4.61 c), ținînd seama de coeficienții numitorului expresiei (4.70). Se obține

$$\frac{\left(p_a + p_b + \dfrac{a_0 f_0' p_a p_b}{z_f}\right)^2}{2} = p_a \cdot p_b(1 + a_0 f_0'), \tag{4.71}$$

rezultînd valoarea necesară a zeroului $z_f$ care asigură compensarea optimă

$$z_f = -\frac{a_0 f_0' p_a p_b}{\left|\sqrt{2 p_a p_b(1 + a_0 f_0')}\right| + p_a + p_b}. \tag{4.72}$$

În continuare, ținînd seama de relația (4.65 b), se poate calcula valoarea capacitorului $C_f$ care asigură compensarea optimă pentru valorile impuse ale rezistoarelor $R_r$ și $R_f$.

Pentru determinarea lărgimii de bandă corespunzătoare compensării optime, se utilizează relația (4.61 b) care rămîne valabilă și pentru coeficienții numitorului ecuației (4.70), deci

$$p_2' \cdot p_1' = 2(\alpha')^2 = p_a p_b(1 + a_0 f_0')$$

$$|\alpha'| = \sqrt{\frac{p_a p_b(1 + a_0 f_0')}{2}}$$

și ca urmare, pe baza relației (4.63) rezultă lărgimea de bandă

$$\omega_{\text{opt}}' = \frac{|\alpha|}{\sin 45°} = \sqrt{p_a p_b(1 + a_0 f_0')}. \tag{4.73}$$

**4.40.** Un amplificator operațional prevăzut cu o reacție negativă pur rezistivă are cîștigul buclei de forma

$$T(s) = T_0 \frac{1 + 0{,}5\, s}{(1 + s)^2}.$$

a. Să se reprezinte locul rădăcinilor.

b. Să se determine valoarea lui $T_0$ astfel încît cîștigul în buclă închisă să aibă o caracteristică amplitudine-frecvență de tip MLA (maximă liniaritate a amplitudinii).

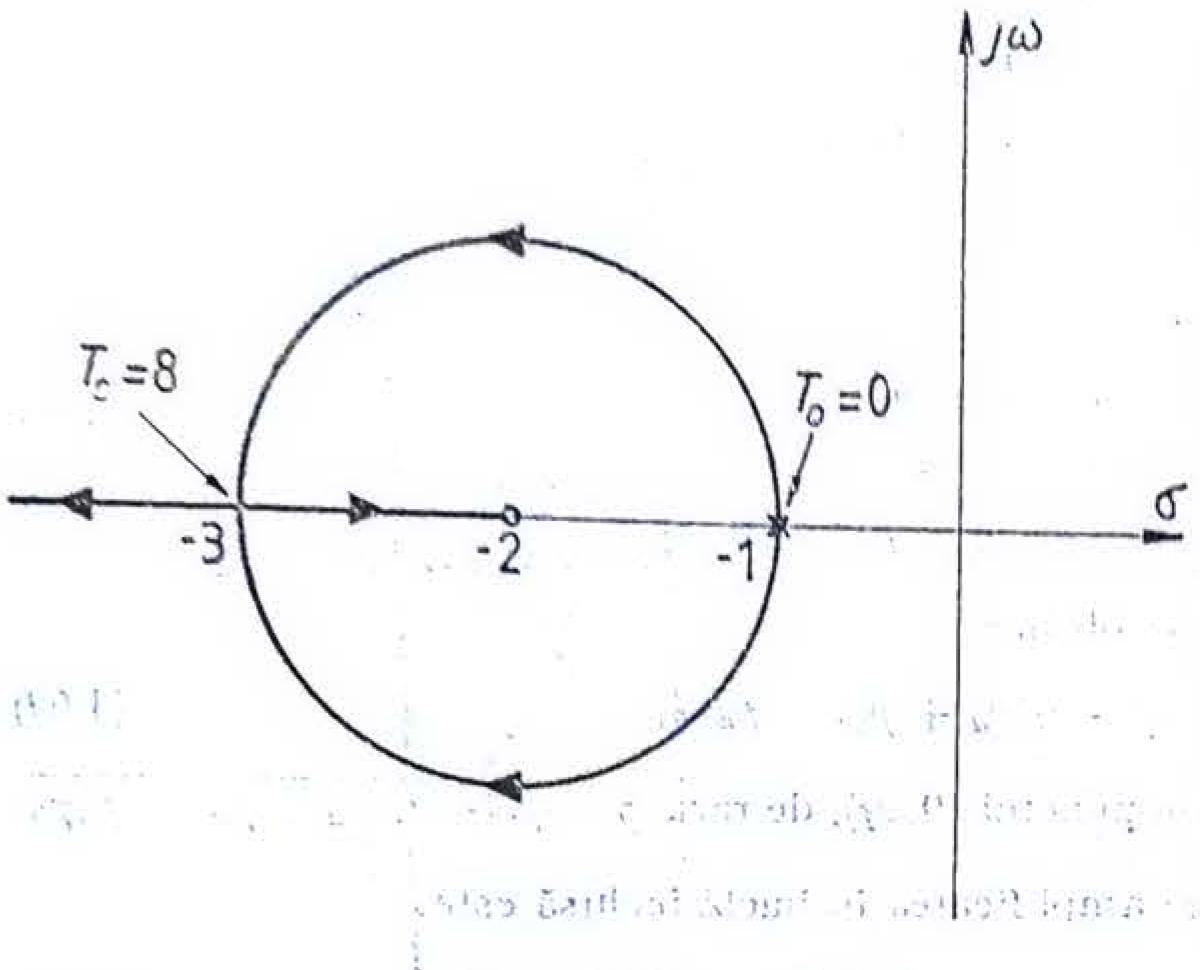



Fig. 4.46.

c. Care este poziția polilor și zerourilor amplificatorului în buclă închisă pentru valoarea calculată a lui $T_o$?

*Soluție.* Cîștigul buclei $T(s)$ are trei singularități: un zero $z_1 = -2$ și doi poli confundați, $p_{1,2} = -1$.

Locul rădăcinilor, prezentat în figura 4.46, are două ramuri care pleacă sub unghiuri de $\pm 90$ din polul dublu, revin pe axa reală negativă, pentru ca apoi una să tindă la $-\infty$, iar cealaltă spre zeroul lui $T(s)$.

Determinarea abscisei punctului în care cele două ramuri revin pe axa reală se poate face, de exemplu, prin anularea ecuației caracteristice, $1 + T(s) = 0$, deci

$$1 + T_o \frac{1 + 0{,}5\,s}{(1+s)^2} = 0,$$

respectiv

$$s^2 + s(2 + 0{,}5T_o) + 1 + T_o = 0. \tag{4.74}$$

Soluțiile ecuației caracteristice, reprezentînd polii cîștigului în buclă închisă, sînt de forma

$$s_{1,2} = \frac{-(2 + 0{,}5T_o) \pm \sqrt{0{,}25\,T_o^2 - 2T_o}}{2}. \tag{4.75}$$

Anulînd discriminantul, se pot determina valorile mărimii $T_o$ pentru care cîștigul în buclă închisă are doi poli confundați. Se obțin două soluții:

$T_{o1} = 0$ căreia îi corespund doi poli confundați, de valoare $-1$, și $T_{o2} = 8$ pentru care cei doi poli confundați au valoarea $-3$.

Pentru $T_o = 0$ cîștigul în buclă închisă, $A(s)$, are doi poli confundați, de valoare $-1$; pentru $0 < T_o < 8$, cîștigul în buclă închisă are doi poli complecși, cu partea reală negativă; pentru $T_o = 8$, $A(s)$ are doi poli confundați de valoare $-3$, iar pentru $T_o > 8$, $A(s)$ are doi poli reali și negativi cuprinși în intervalul $(-\infty; -2)$.

Pentru configurația studiată, cîștigul în buclă închisă este deci de forma

$$A(s) = \frac{a_0 \dfrac{0{,}5\,s + 1}{(s+1)^2}}{1 + T_o \dfrac{0{,}5s + 1}{(s+1)^2}} =$$

$$= a_0 \frac{0{,}5s + 1}{s^2 + s(2 + 0{,}5\,T_o) + 1 + T_o} = \tag{4.76}$$

$$= \frac{a_0}{1 + T_o} \cdot \frac{0{,}5\,s + 1}{\dfrac{s^2}{1+T_o} + \dfrac{2 + 0{,}5\,T_o}{1 + T_o}\,s + 1},$$

ceea ce se mai poate exprima literal sub forma

$$A(s) = A_o \frac{1 + c_1 s}{1 + d_1 s + d_2 s^2}, \tag{4.77}$$

unde $c_1 = 0{,}5$, $d_1 = \dfrac{2 + 0{,}5\,T_o}{1 + T_o}$, iar $d_2 = \dfrac{1}{1 + T_o}$.

Pentru analiza răspunsului în frecvență se înlocuiește $s$ prin $j\omega$. Se obține

$$A(j\omega) = A_0 \frac{1 + j\omega c_1}{1 + j\omega d_1 - \omega^2 d_2}. \tag{4.78}$$

Determinarea valorii mărimii $T_0$ necesare pentru obținerea unei caracteristici MLA implică calculul modulului expresiei (4.78):

$$\left|\frac{A(j\omega)}{A_0}\right|^2 = \frac{1 + \omega^2 c_1^2}{(1 - \omega^2 d_2)^2 + \omega^2 d_1^2} =$$

$$= \frac{1 + \omega^2 c_1^2}{1 + \omega^2(d_1^2 - 2d_2) + \omega^4 d_2^2} =$$

$$= \frac{1 + a_2\omega^2}{1 + b_2\omega^2 + b_4\omega^4}, \tag{4.79}$$

unde $a_2 = c_1^2$, $b_2 = d_1^2 - 2d_2$, iar $b_4 = d_2^2$.

Generalizînd relația (4.79) pentru o funcție de transfer avînd la numărător un polinom de gradul $m$ și la numitor un polinom de gradul $n$, rezultă:

$$\left|\frac{A(j\omega)}{A_0}\right|^2 = \frac{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots a_{2m}\,\omega^{2m}}{1 + b_2\omega^2 + b_4\omega^4 + \dots b_{2n}\,\omega^{2n}}, \tag{4.80}$$

sau

$$\left|\frac{A(j\omega)}{A_0}\right| = 1 + (a_2 - b_2)\,\omega^2 + [(a_4 - b_4) - b_2(a_2 - b_2)]\,\omega^4 + \dots \tag{4.81}$$

Pentru a avea o caracteristică de tip MLA, deci cu un modul cît mai independent de frecvență, trebuie îndeplinite două cerințe: (1) $m < n$ și (2) coeficienții $a$ și $b$ să satisfacă următoarele condiții:

$$a_2 = b_2, \quad a_4 = b_4 \quad \dots, \quad a_{2m} = b_{2m}. \tag{4.82}$$

În acest caz relația (4.70) devine:

$$\left|\frac{A(j\omega)}{A_0}\right|^2 = \frac{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots + a_{2m}\omega^{2m}}{1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4 + \dots a_{2m}\omega^{m} + \dots + b_{2n}\omega^{2n}}. \tag{4.83}$$

Pentru circuitul analizat, condițiile (4.82) se reduc la $a_2 = b_2$, sau, ținînd seama de notațiile făcute pe parcurs, $c_1^2 = d_1^2 - 2d_2$, respectiv

$$0{,}5^2 = \left(\frac{2 + 0{,}5\ T_o}{1 + T_o}\right)^2 - 2\frac{1}{1 + T_o},$$

sau

$$\frac{1}{4} = \frac{0{,}25\ T_o^2 + 2}{(1 + T_o)^2},$$

ceea ce conduce la $T_o = 3{,}5$.

Deci valoarea mărimii $T_0$, necesară pentru asigurarea unei caracteristici MLA, este $T_0 = 3{,}5$, pentru care, pe baza relației (4.75), se pot determina polii complex conjugați ai cîștigului în buclă închisă $A(s)$, ei fiind $p'_{1,2} = -1{,}87 \pm 0{,}99\,j$.

*Capitolul 5*

# EFECTELE ABATERILOR DE LA MODELUL IDEAL AL AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE REALE

## INTRODUCERE TEORETICĂ

Amplificatoarele reale diferă de cele ideale, efectul acestor abateri putînd fi apreciat cu ajutorul parametrilor definiţi în introducerea teoretică a capitolului 3.

*Tensiunea de intrare de decalaj* $V_{IO}$ *şi curenţii de polarizare* $I_B^+$ şi $I_B^-$ determină o tensiune de ieşire, continuă, $V_o$, care se poate calcula cu relaţia

$$V_o = I_B^- R_f + (V_{IO} - RI_B^+)\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right), \tag{5.1}$$

unde $R_f$, $R_r$ şi $R$ au semnificaţia din figura 5.1.

Dacă $R = R_f \| R_r$, relaţia (5.1) se reduce la

$$V_o = (V_{IO} + R_f \| R_r I_{IO})\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right), \tag{5.2}$$

unde $I_{IO} = I_B^+ - I_B^-$.

Ambele expresii (5.1) şi (5.2) arată că ponderea efectului curenţilor de polarizare în tensiunea de ieşire de decalaj $V_o$ este cu atît mai mare, cu cît rezistenţele din circuit sînt mai mari. Ca urmare în cazul utilizării unor rezistenţe mici, devine predominant efectul tensiunii de intrare de decalaj.

Tensiunea de ieşire de decalaj poate fi adusă la zero utilizînd metode de compensare adecvate.

*Valoarea finită a factorului de rejecţie a modului comun CMRR* explică existenţa unor tensiuni de ieşire diferite de zero pentru tensiuni de intrare comune, aplicate deci pe ambele intrări.

Dacă în relaţia de definiţie (3.3) tensiunea de ieşire $V_o$ este menţinută constantă CMRR devine

$$\text{CMRR [dB]} = 20 \lg \frac{v_{ic}}{v_i}\bigg|_{V_o = \text{const.}} \tag{5.3}$$

Pe baza relaţiei (5.3) se poate da o nouă definiţie a factorului de rejecţie a modului comun ca fiind raportul dintre tensiunea de intrare de mod comun şi tensiunea de intrare de decalaj care trebuie aplicată la intrare pentru a menţine constantă tensiunea de ieşire. Conform acestei definiţii, tensiunea de intrare de mod comun poate fi înlocuită cu o tensiune de intrare de decalaj echivalentă de valoare $v_{ic}$/CMRR după cum se arată în figura 5.2.

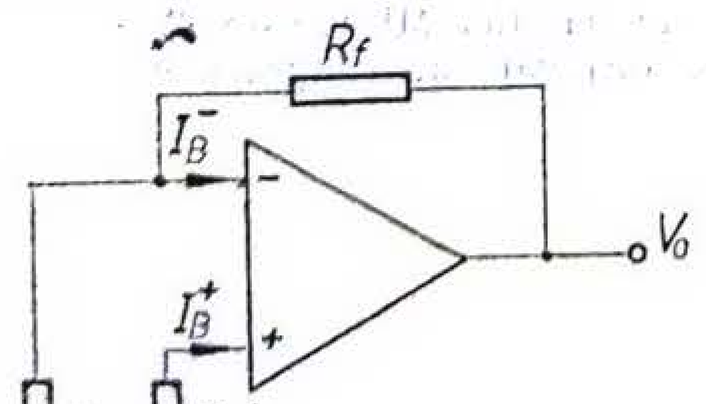


Fig. 5.1.

*Valoarea finită a factorului de rejecţie a surselor de alimentare* determină de asemenea o variaţie a tensiunii de ieşire, care, suprapunîndu-se peste tensiunea utilă de ieşire, introduce o eroare în procesul de amplificare.

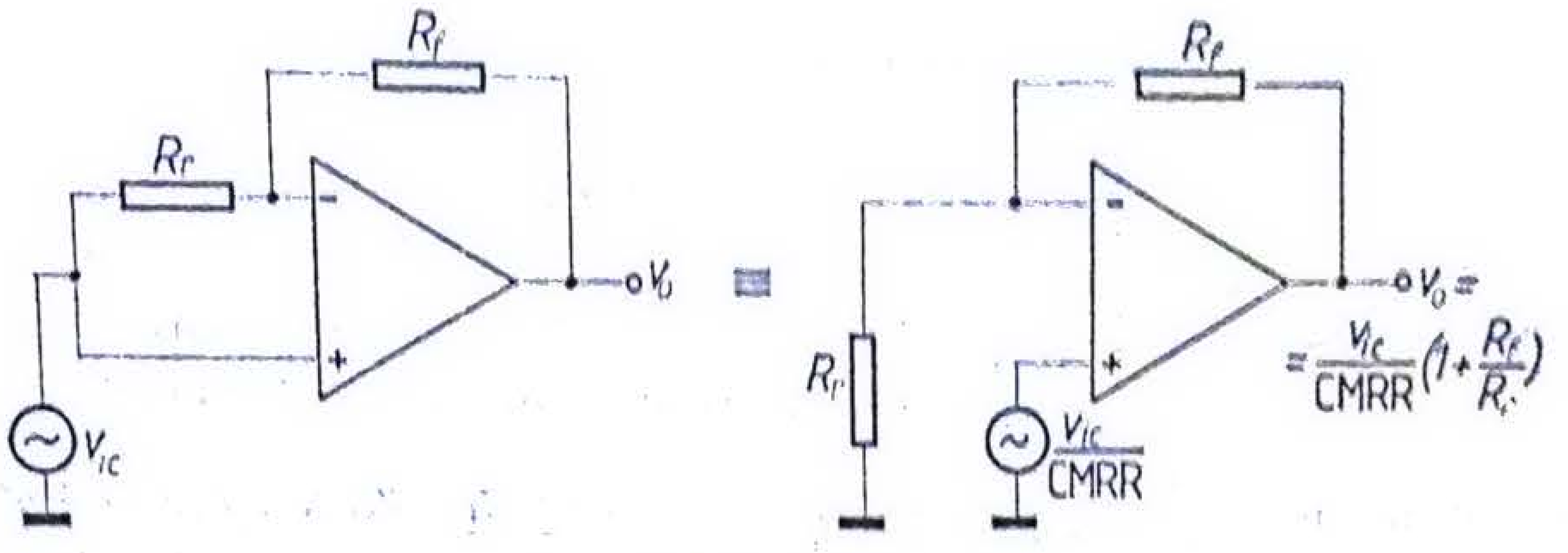



Fig. 5.2.

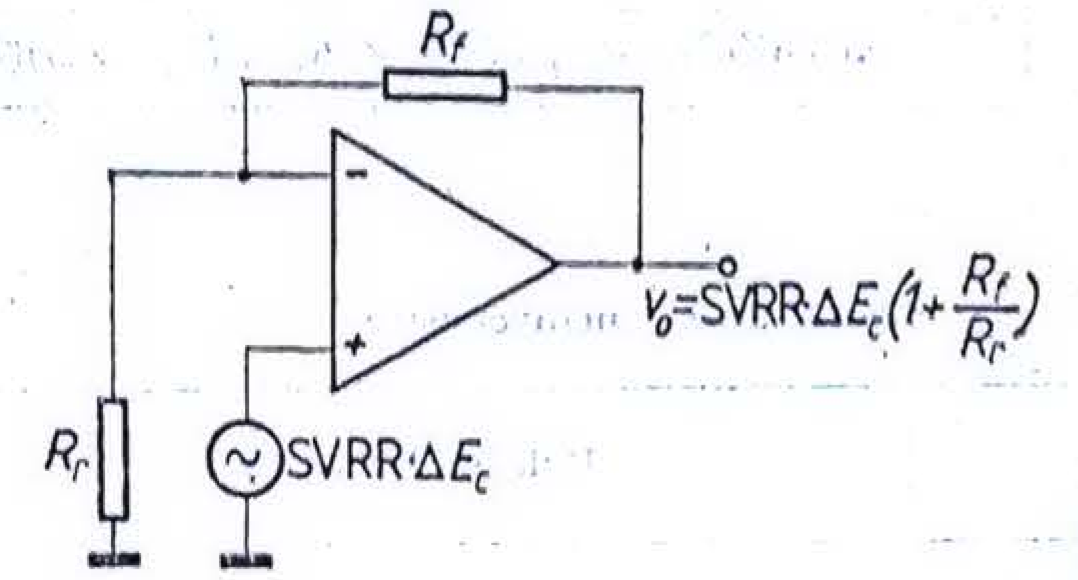



Fig. 5.3.

Conform relației de definiție (3.4), efectul variațiilor surselor de alimentare poate fi echivalat cu o tensiune de intrare de decalaj SVRR $\cdot \Delta E_C$, după cum se arată în figura 5.3.

*Valorile finite ale impedanței de intrare* $Z_i$, *impedanței de ieșire* $Z_{oi}$ *și amplificării* $a(j\omega)$, care caracterizează un amplificator operațional, afectează de asemenea performanțele circuitelor realizate cu amplificatoare operaționale.

Relațiile de calcul ale acestor parametri (admițînd $R_i = \infty$) pentru configurația inversoare (fig. 5.4a) și neinversoare (fig. 5.4b) sînt prezentate în tabelele 5.1 și, respectiv, 5.2, în care, pentru minimizarea efectului curenților de polarizare,

$$R_r = Z_r(\omega = 0) \parallel [Z_f(\omega = 0) + Z_{oi}(\omega = 0)]. \tag{5.4}$$

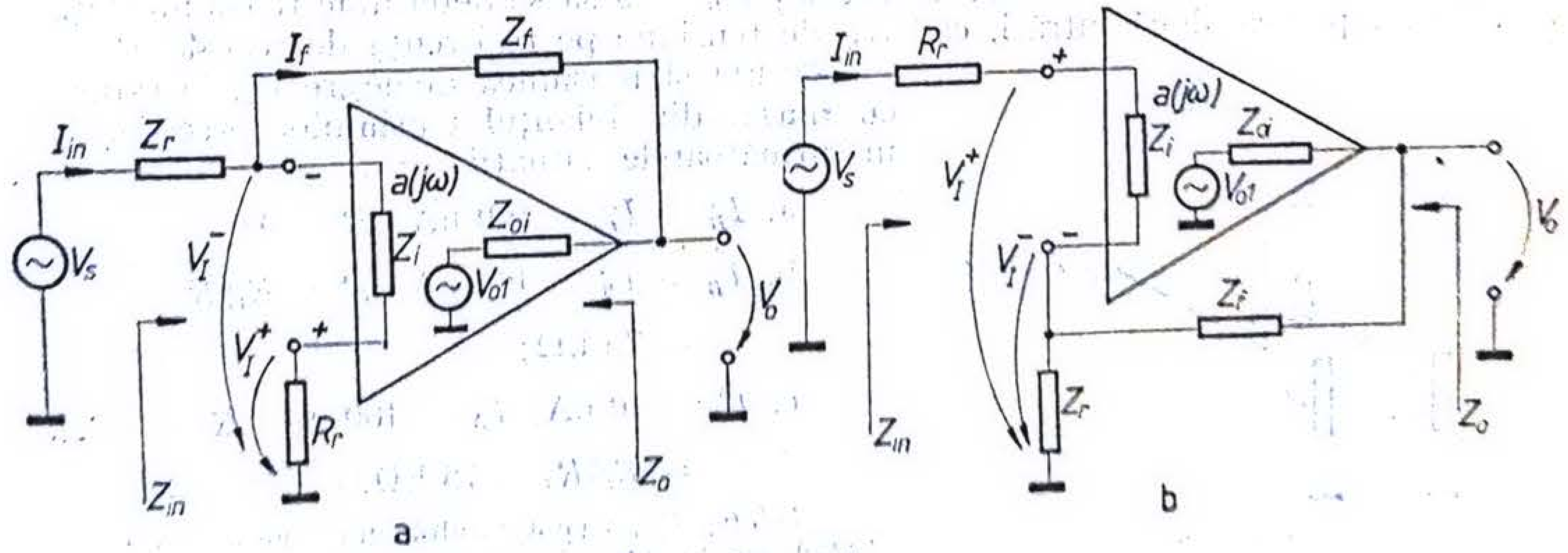



Fig. 5.4.

*Tabelul 5.1*

**Configurația inversoare**

| | Relații de calcul |
|---|---|
| Amplificarea în tensiune | $A(j\omega) = \dfrac{V_o}{V_s} = \dfrac{Z_{oi}(Z_i + R_r) - a(j\omega)\,Z_iZ_f}{(Z_f+Z_{oi})(Z_i+R_r)+Z_r(Z_f+Z_{oi}+Z_i+Z_r)+a(j\omega)Z_iZ_r}$ |
| Impedanța de intrare | $Z_{in} = \dfrac{V_s}{I_{in}} = Z_r + \dfrac{Z_r(Z_{oi}Z_i + Z_{oi}R_r + Z_fR_r + Z_fZ_i)}{Z_r(Z_f + Z_{oi} + Z_i) + R_r(Z_r + Z_{oi}) + a(j\omega)\,Z_iZ_r}$ |
| Impedanța de ieșire | $Z_o = \dfrac{Z_{oi}[Z_i(Z_f + Z_i + R_r) + Z_f(Z_i + R_r)]\cdot[a(j\omega)Z_iZ_f - Z_{oi}(Z_i + R_r)]}{a(j\omega)Z_iZ_f[Z_r(Z_f+Z_{oi}+Z_iR_r)+(Z_f+Z_{oi})(Z_i+Z_r)+a(j\omega)Z_iZ_r]}$ |

*Tabelul 5.2*

**Configurația neinversoare**

| | Relații de calcul |
|---|---|
| Amplificarea în tensiune | $A(j\omega) = \dfrac{V_o}{V_s} = \dfrac{Z_rZ_{oi} + a(j\omega)\,Z_i(Z_r + Z_f)}{(Z_i + R_r)(Z_r + Z_f + Z_{oi}) + Z_r(Z_f + Z_{oi}) + a(j\omega)Z_iZ_r}$ |
| Impedanța de intrare | $Z_{in} = \dfrac{V_s}{I_{in}} = Z_i + R_r + Z_r\dfrac{Z_f + Z_{oi} + a(j\omega)\,Z_i}{Z_r + Z_f + Z_{oi}}$ |
| Impedanța de ieșire | $Z_o = \dfrac{Z_{oi}[(Z_r + Z_f)\,(R_r + Z_i) + Z_rZ_f]\,[Z_rZ_{oi} + a(j\omega)Z_i(Z_r + Z_f)]}{a(j\omega)Z_i(Z_r + Z_f)[(Z_i + R_r)(Z_r + Z_f + Z_{oi}) + Z_r(Z_f + Z_{oi}) + a(j\omega)Z_iZ_r)]}$ |

## PROBLEME

**5.1.** Se consideră circuitul din figura 5.5. Admițînd că amplificatorul operațional are o tensiune de intrare de decalaj $V_{IO} = 0$ să se determine tensiunile față de masă pe cele două intrări, căderea de tensiune pe rezistența de reacție $R_f = 300$ kΩ și tensiunea de ieșire $V_o$, în raport cu masa, din bilanțul tensiunilor precedente, în următoarele situații:

a. $I_B^+ = I_B^- = 100$ nA, $R = 0$;

b. $I_B^+ = I_B^- = 100$ nA, $R = R_r \| R_f = 75$ kΩ;

c. $I_B^+ = 80$ nA, $I_B^- = 100$ nA, $R = R_r \| R_f = 75$ kΩ.

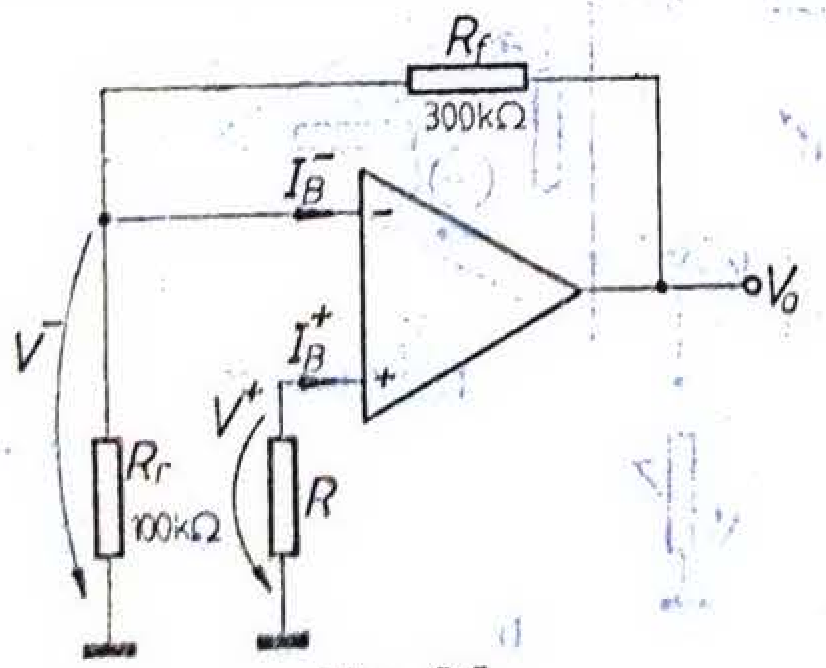


Fig. 5.5.

*Soluție.* După cum rezultă din figura 5.6 a, se observă că în primul caz tensiunea de ieșire este

de 30 mV. Dacă intrarea neinversoare se leagă la masă printr-o rezistență de valoare egală cu rezistența de 300 kΩ din calea de reacție în paralel cu rezistența de 100 kΩ conectată la intrarea inversoare, deci printr-o rezistență de 75 kΩ, eroarea datorată curenților de polarizare poate fi eliminată, după cum se arată în figura 5.6 b. Deci pentru reducerea efectului curenților de polarizare trebuie ca rezistențele de curent continuu, asociate celor două intrări, să fie egale.

Cînd curenții de polarizare nu sînt egali, deci cînd curentul de decalaj $I_{IO} = I_B^- - I_B^+ = 20$ nA este diferit de zero, tensiunea de ieșire este de 6 mV (fig. 5.6 c).

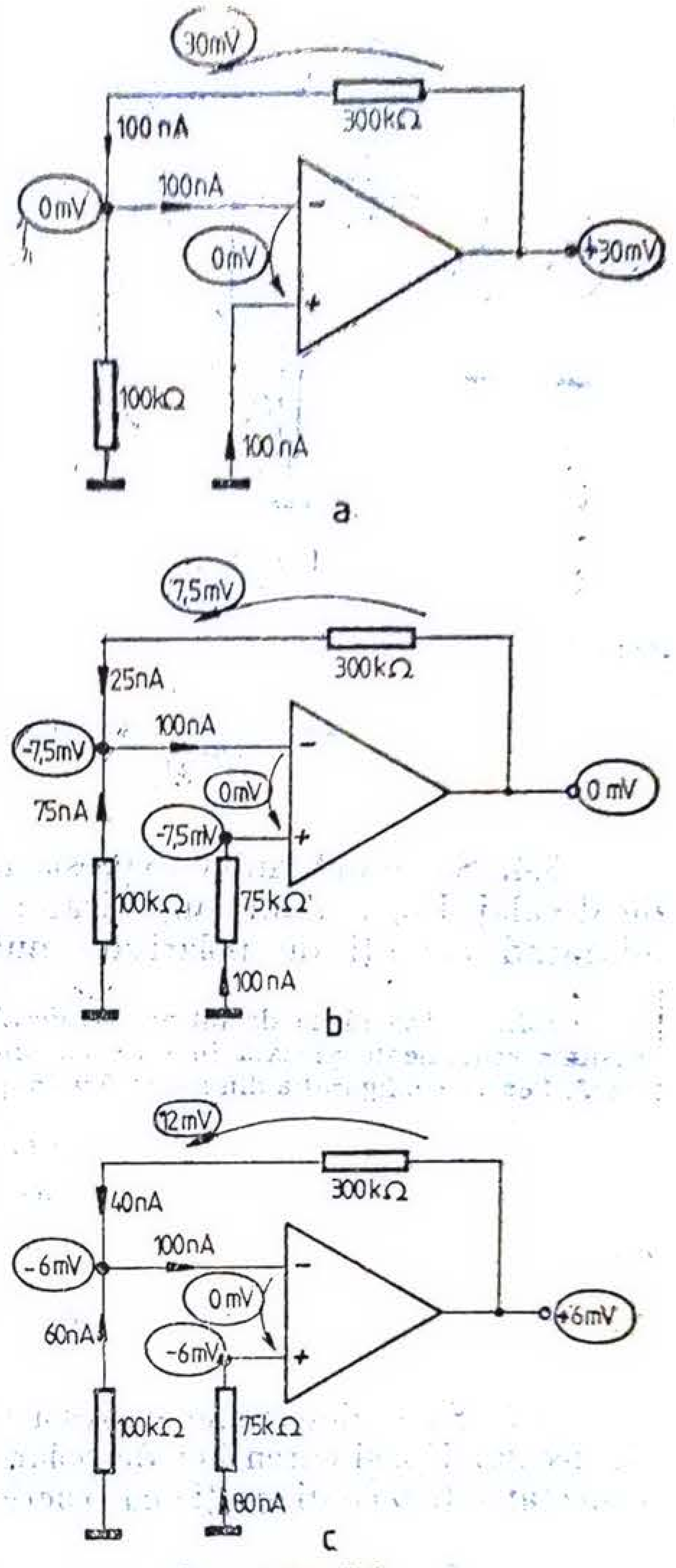



Fig. 5.6.

**5.2.** Să se deducă expresia tensiunii de ieșire datorate curenților de polarizare $I_B^+$ și $I_B^-$, ai unui amplificator operațional, în funcție de rezistențele de circuit, admițînd că tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO} = 0$.

*Soluție.* Dacă $V_{IO} = 0$, atunci, după cum rezultă din figura 5.5,

$$V^+ = V^-, \tag{5.5}$$

unde

$$V^+ = -RI_B^+ \tag{5.6}$$

și, aplicînd principiul superpoziției,

$$V^- = V_o \frac{R_r}{R_r + R_f} - I_B^- R_r \parallel R_f. \tag{5.7}$$

Înlocuind relațiile (5.6) și (5.7) în relația (5.5) rezultă

$$V_o = I_B^- R_f - RI_B^+ \left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right). \tag{5.8}$$

Dacă, pentru minimizarea efectului curenților de polarizare, $R = R_f \parallel R_r$, atunci relația (5.8) devine

$$V_o = I_{IO} R \left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right), \tag{5.9}$$

unde $I_{IO} = I_B^+ - I_B^-$ este curentul de intrare de decalaj.

**5.3.** Un amplificator operațional are curentul de polarizare, corespunzător intrării neinversoare, cu 10 % mai mare decît curentul intrării inversoare în tot domeniul temperaturilor de interes. Amplificatorul este conectat ca în figura 5.7. Să se determine valoarea rezistenței $R_3$ care minimizează efectul inegalității celor doi curenți de polarizare.

*Soluție.* Pasivizînd generatoarele de semnal de la intrare, pe baza relației (5.8) tensiunea de ieșire poate fi exprimată astfel:

$$V_o = I_B^- R_2 - I_B^+ R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right),$$

unde $R_1 = R_1' \parallel R_1''$, după cum se observă din figura 5.8. Din condiția $V_o = 0$ rezultă

$$R_3 = \frac{I_B^-}{I_B^+}(R_2 \parallel R_1) = \frac{I_B^-}{I_B^+}(R_1' \parallel R_1'' \parallel R_2).$$

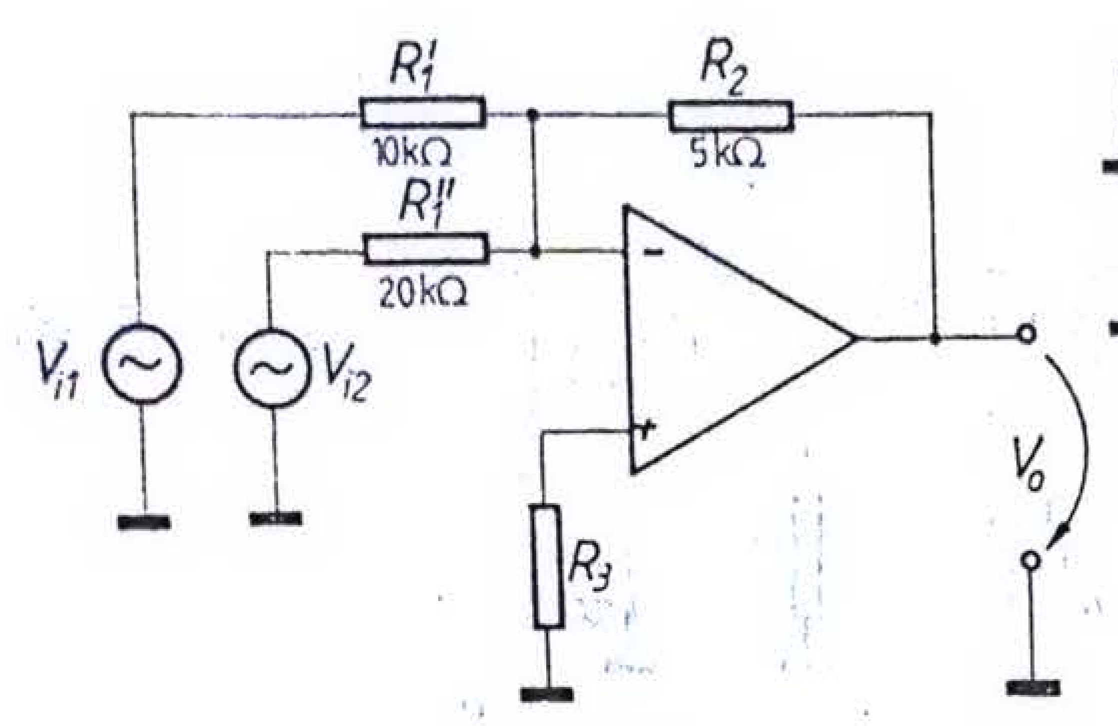



Fig. 5.7.

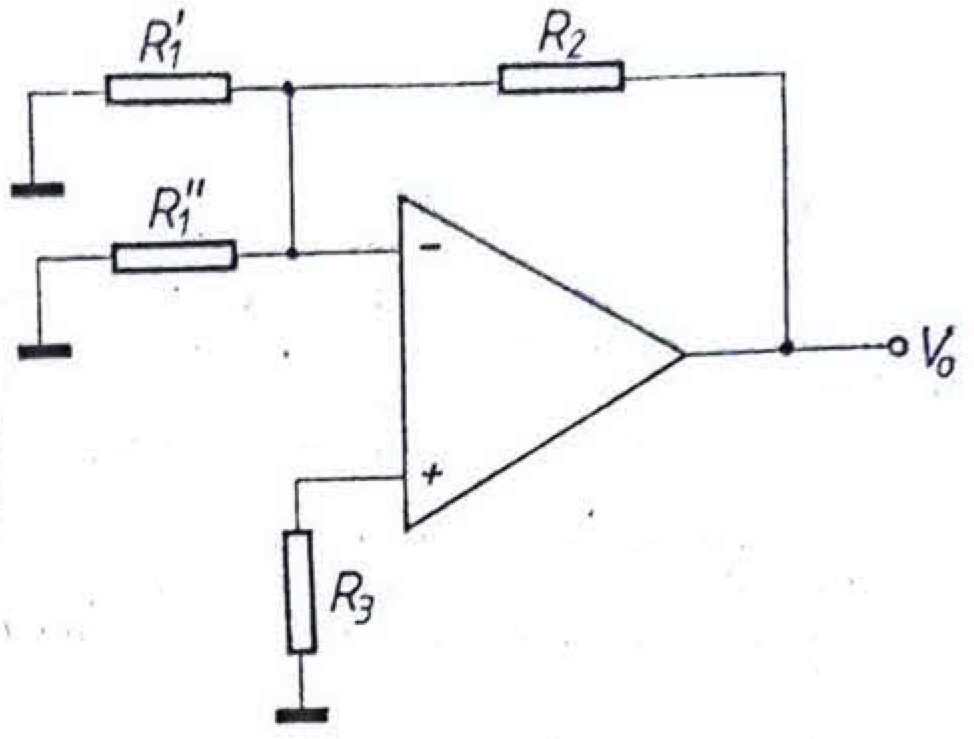



Fig. 5.8.

respectiv

$$R_3 = \frac{I_B^-}{\frac{110}{100} I_B^+} (R_1' \| R_1'' \| R_2) = \frac{1}{1,1} (5 \| 10 \| 20) = 2,6 \text{ k}\Omega.$$

**5.4.** Să se determine expresia tensiunii de ieşire datorate tensiunii de intrare de decalaj $V_{IO}$ a unui amplificator conectat într-un circuit cu reacţie negativă, admiţînd curenţi de polarizare nuli.

*Soluţie.* Tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO}$ poate fi reprezentată sub forma unei surse de tensiune echivalente plasată în serie cu oricare din bornele de intrare ale amplificatorului operaţional. Pentru configuraţia din figura 5.9, în ipoteza unor curenţi de polarizare nuli, rezultă $I_{Rr} = I_{Rf}$ şi

$$\frac{V_{IO}}{R_r} = \frac{V_o - V_{IO}}{R_f},$$

deci

$$V_o = V_{IO}\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right). \tag{5.10}$$

5.5. Să se determine expresia tensiunii de ieşire datorate tensiunii de intrare de decalaj $V_{IO}$ şi curenţilor de polarizare $I_B^+$ şi $I_B^-$ ale unui amplificator operaţional conectat într-o configuraţie cu reacţie, ca în figura 5.10.

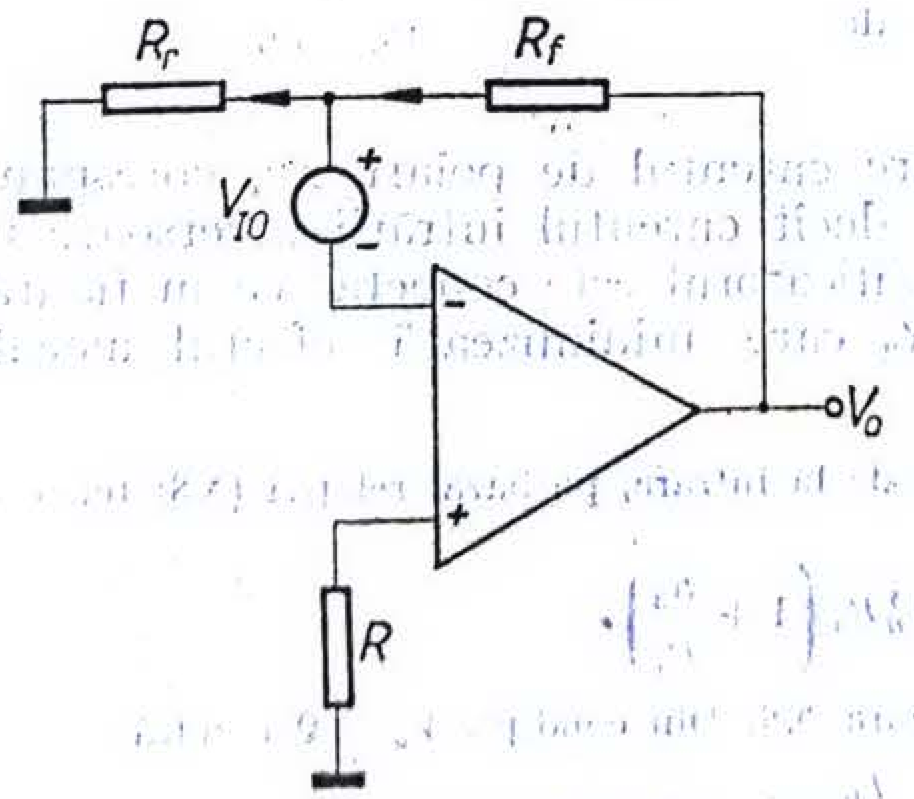



Fig. 5.9.

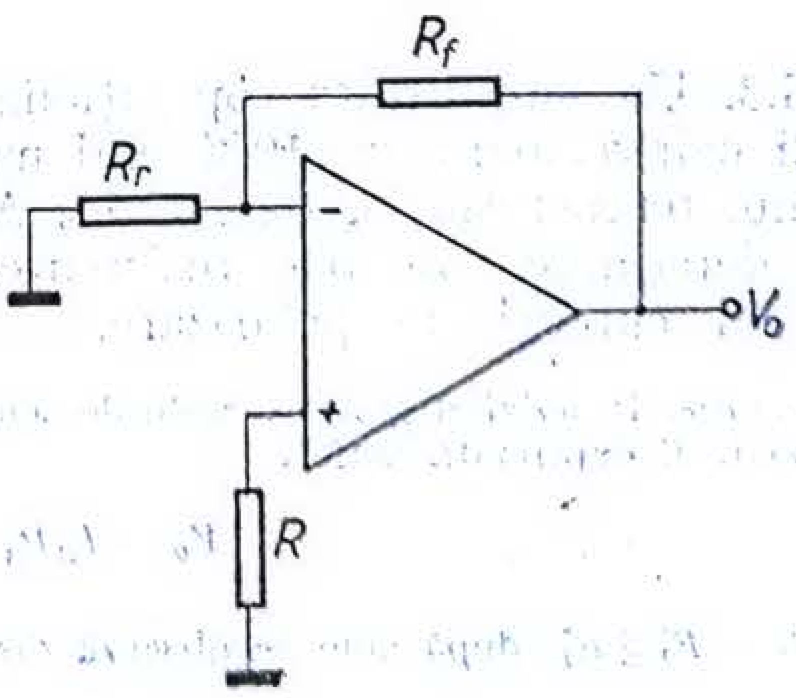



Fig. 5.10.

*Soluție.* Aplicînd principiul superpoziției, pe baza relațiilor (5.8) și (5.10) se poate determina tensiunea totală de ieșire, datorată deci atît curenților de polarizare cît și tensiunii de intrare de decalaj. Rezultă:

$$V_o = I_B^- R_f + (V_{IO} - RI_B^+)\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right). \tag{5.11}$$

Dacă, pentru reducerea efectului curenților de polarizare, $R = R_r \parallel R_f$, relația (5.11) devine:

$$V_o = (V_{IO} + RI_{IO})\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right), \tag{5.12}$$

unde $I_{IO} = I_B^+ - I_B^-$ reprezintă curentul de intrare de decalaj.

S-au demonstrat astfel relațiile de calcul ale tensiunii de ieșire datorate tensiunii de intrare de decalaj și curenților de polarizare din introducerea teoretică.

**5.6.** Un amplificator operațional standard are ambele intrări legate la masă prin rezistența de 10 kΩ. Rezistența de reacție este de 100 kΩ. Cît este valoarea tensiunii de ieșire din circuit?

*Soluție.* Pentru un amplificator operațional tipic se poate considera $V_{IO} = 3$ mV și $I_{IO} = 20$ nA. Aplicînd relația (5.12) rezultă:

$$V_o = (V_{IO} + RI_{IO})\left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right) = 11(3 + 10 \cdot 0{,}02) = 35{,}2 \text{ mV}.$$

**5.7.** Un amplificator operațional este conectat ca în figura 5.11, în care $R_2 = 20$ kΩ, $R_1 = 10$ kΩ, $R_3 = 15$ kΩ, $R_4 = 15$ kΩ și $R_5 = 15$ kΩ.

Admițînd că amplificatorul are tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO} = 5$ mV și curenții de polarizare $I_B^+ = 100$ nA, $I_B^- = 150$ nA și că lucrează la temperatură constantă, să se calculeze tensiunea de ieșire în lipsa semnalului de intrare.

*Soluție.* Rezistența asociată intrării neinversoare este $R = R_3 \parallel R_4 \parallel R_5 = \frac{15}{3} = 5$ kΩ. Pe baza relației (5.11) rezultă

$$V_o = V_{IO}\left(1 + \frac{R_2}{R_7}\right) + I_B^- R_2 - I_B^+ R\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) =$$
$$= 5(1 + 2) + 0{,}15 \cdot 20 - 0{,}1 \cdot 5(1 + 2) = 16{,}5 \text{ mV}.$$

**5.8.** Se consideră circuitul din figura 5.12, în care $R_1 = 1$ kΩ și $R_2 = 2$ kΩ. Admițînd că amplificatorul operațional are o tensiune de decalaj $V_{IO} = 5$ mV și curenții de polarizare $I_B^+ = 100$ nA, $I_B^- = 150$ nA și că lucrează la temperatură

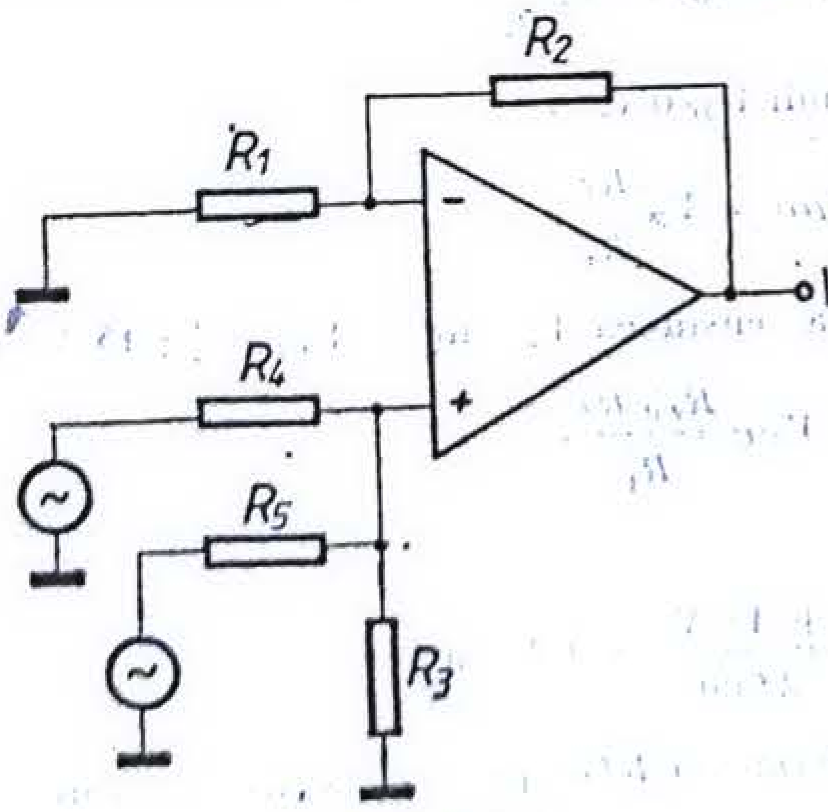


Fig. 5.11.

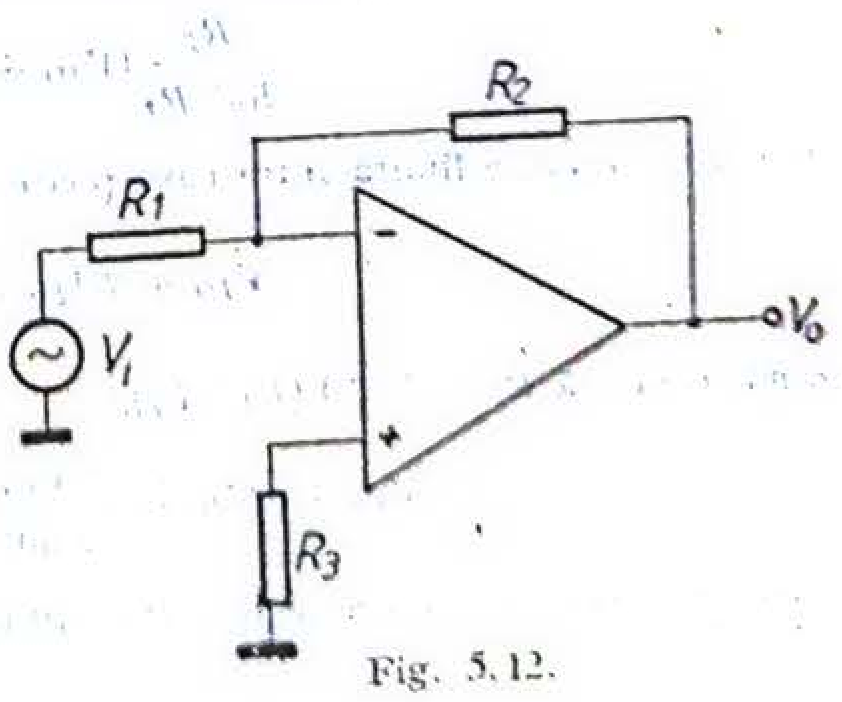


Fig. 5.12.

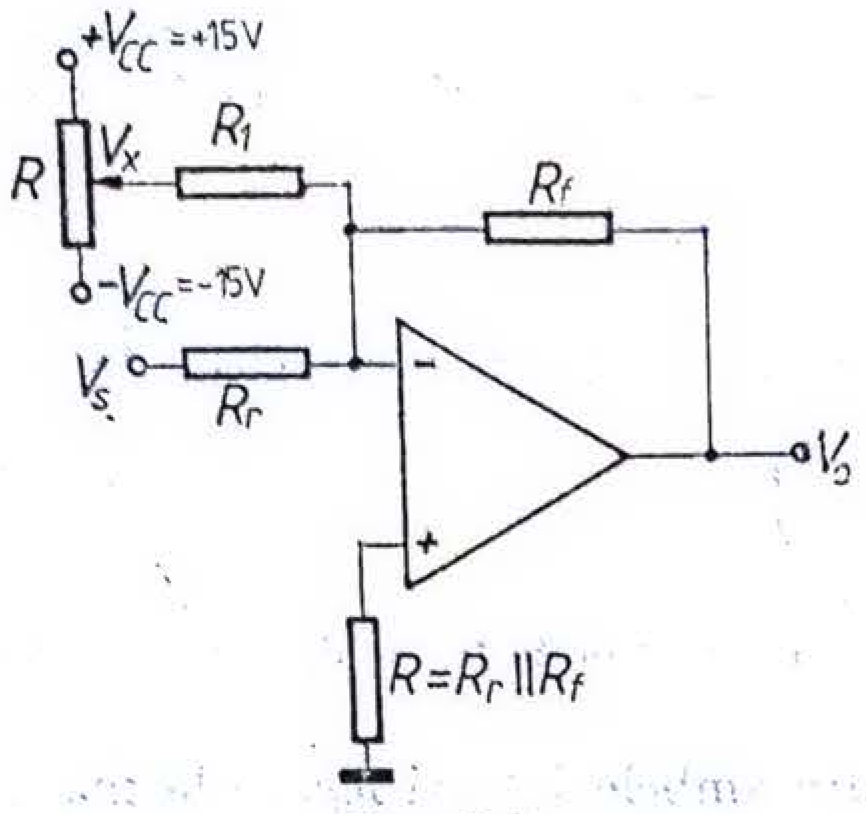


Fig. 5.13.

constantă, să se calculeze care este valoarea tensiunii $V_i$ minime la intrare pentru ca eroarea de determinare a tensiunii de ieşire $V_o$ să fie mai mică de 1%.

*Soluţie.* Pentru reducerea efectului curenţilor de polarizare se alege

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_2 + R_1}. \tag{5.13}$$

În aceste condiţii tensiunea de ieşire datorată tensiunii de intrare de decalaj şi curenţilor de polarizare se poate determina cu relaţia (5.12), deci

$$V_o = (V_{IO} + R_3 I_{IO})\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right),$$

ceea ce, ţinînd seama de relaţia (5.13), se reduce la

$$V_o = V_{IO}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{IO}R_2.$$

Pentru ca ponderea efectului datorat tensiunii de intrare de decalaj şi curentului de intrare de decalaj să fie mai mică de 1% în tensiunea de ieşire, trebuie satisfăcută condiţia

$$\frac{V_{IO}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{IO}R_2}{V_i \frac{R_2}{R_1}} < 1\%,$$

din care rezultă

$$V_i > 100\frac{R_1}{R_2}\left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{IO} + I_{IO}R_2\right] = 755 \text{ mV}.$$

**5.9.** Să se determine domeniul de variaţie a tensiunilor de intrare de decalaj care pot fi compensate cu ajutorul circuitului din figura 5.13. Se admite $R_f \| R_r \leqslant 10\ \text{k}\Omega$, $R_1 = 2\,000\ (R_f \| R_r)$.

*Soluţie.* Pentru $V_s = 0$, tensiunea de ieşire $V_o$ poate fi exprimată pe baza relaţiei (5.12) astfel:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right)(V_{IO} + RI_{IO}) - V_x\frac{R_f}{R_1}.$$

Realizarea compensării implică anularea tensiunii $V_o$, deci

$$\frac{R_f}{R_r \| R_f}(V_{IO} + RI_{IO}) = V_x\frac{R_f}{R_1}.$$

Deoarece valorile limită între care poate varia tensiunea $V_x$ sînt $\pm V_{CC} = \pm 15$ V, rezultă:

$$V_{IO} + RI_{IO} = \pm V_{CC}\frac{R_r \| R_f}{R_1},$$

sau, ţinînd seama că $R_1 = 2\,000\ (R_f \| R_r)$,

$$V_{IO} + RI_{IO} = \frac{\pm V_{CC}}{2\,000} = \frac{\pm 15 \text{ V}}{2\,000} = \pm 7{,}5 \text{ mV}.$$

Deoarece, prin datele problemei, $R < 10\ \text{k}\Omega$, termenul $RI_{IO}$ poate fi neglijat şi atunci $V_{IO} = \pm 7{,}5$ mV.

**5.10.** Să se dimensioneze circuitul din figura 5.14 astfel încît să asigure o amplificare, în buclă închisă, egală cu 11 și compensarea la temperatura camerei a unei tensiuni de intrare de decalaj de ± 5 mV și a unui curent de intrare de decalaj de 200 nA.

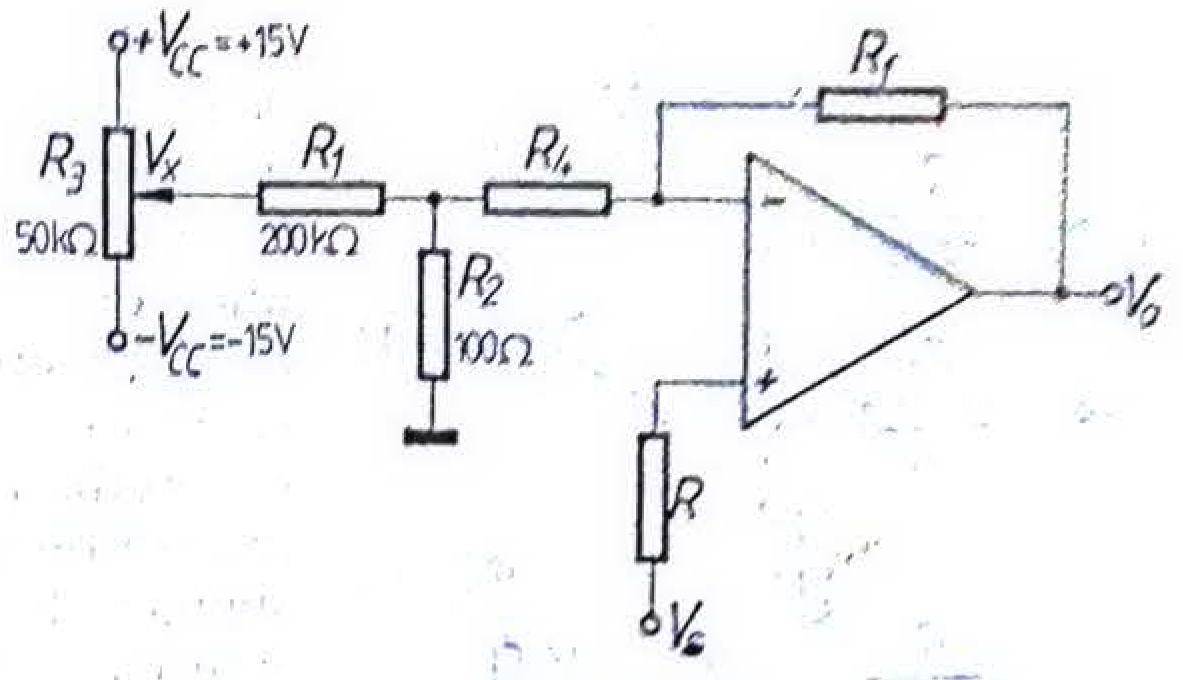


Fig. 5.14.

*Soluție.* Dacă $R_1 \gg R_2$, amplificarea în buclă închisă este

$$A = 1 + \frac{R_f}{R_2 + R_4} = 11,$$

rezultînd condiția

$$\frac{R_f}{R_2 + R_4} = 10. \tag{5.14}$$

Pentru reducerea efectului curenților de polarizare se impune

$$R = (R_2 + R_4) \parallel R_f = \frac{R_f(R_2 + R_4)}{R_f + (R_2 + R_4)} = \frac{R_f}{\dfrac{R_f}{R_2 + R_4} + 1},$$

ceea ce, ținînd seama de relația (5.14), conduce la

$$R = \frac{R_f}{11}. \tag{5.15}$$

În lipsa semnalului ($V_s = 0$) și ținînd seama de relația (5.12), tensiunea de ieșire poate fi scrisă ca fiind

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_4 + R_2}\right)(V_{IO} + RI_{IO}) - V_x \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_f}{R_4 + R_2}. \tag{5.16}$$

Pentru realizarea compensării se pune condiția $V_o = 0$; observînd că $R_1 + R_2 \simeq R_1$, din relația (5.16) se obține

$$\left(1 + \frac{R_f}{R_4 + R_2}\right)(V_{IO} + RI_{IO}) = V_x \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_f}{R_4 + R_2}.$$

Deoarece valorile limită ale tensiunii $V_x$ sînt $\pm V_{CC}$, rezultă

$$V_{IO} + RI_{IO} = \pm V_{CC} \frac{R_2}{R_1} \frac{\dfrac{R_f}{R_4 + R_2}}{1 + \dfrac{R_f}{R_4 + R_2}} = \pm 15 \cdot \frac{0,100}{200} \cdot \frac{10}{11} \text{ V},$$

respectiv

$$V_{IO} + RI_{IO} = \pm 6,81 \text{ mV}. \tag{5.17}$$

Din relația (5.17) se obține

$$R = \frac{(6,81 - 5) \text{ mV}}{0,2 \ \mu\text{A}} \cong 9 \text{ k}\Omega,$$

deci $R_f = 11R = 9 \cdot 11 = 99 \text{ k}\Omega$, $R_2 + R_4 = \dfrac{R_f}{10} = \dfrac{99}{10} = 9,9 \text{ k}\Omega$ și $R_4 = 9,9 - 0,1 = 9,8 \text{ k}\Omega$.

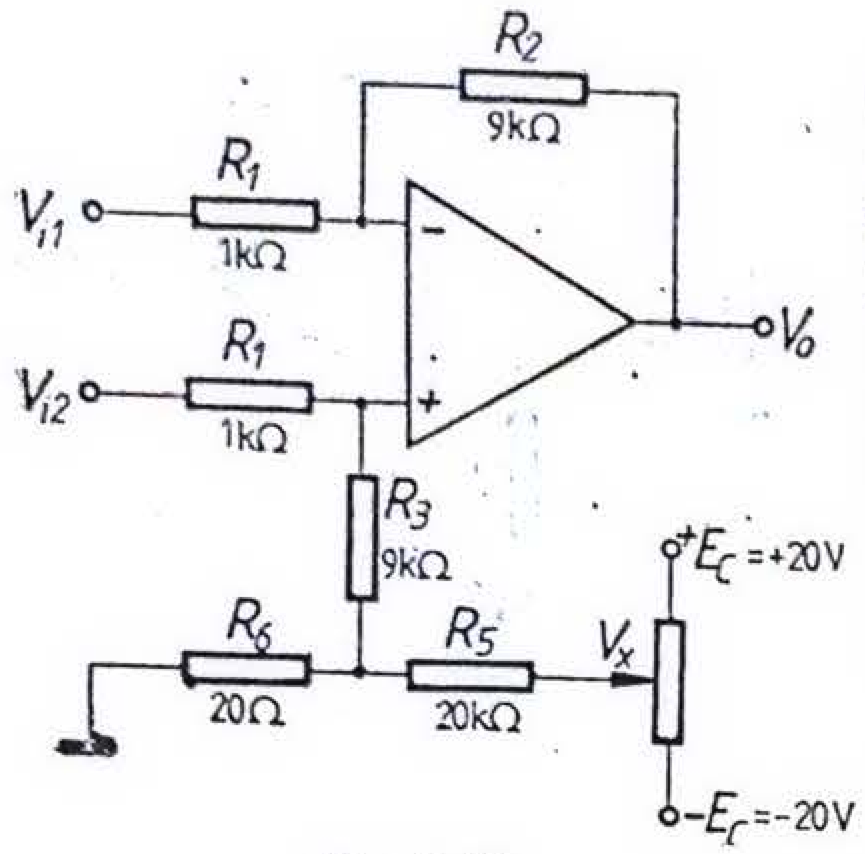


Fig. 5.15.

**5.11.** Amplificatorul operațional de tip LH 0042 constă dintr-un tranzistor dual cu efect de cîmp, urmat de un amplificator liniar monolitic, fiind caracterizat prin curenți de decalaj foarte mici, de ordinul picoamperilor și tensiuni de decalaj de ordinul milivolților. Acest amplificator este utilizat în schema din figura 5.15, prevăzută cu posibilitatea de compensare a tensiunilor de intrare de decalaj. Să se determine domeniul tensiunilor de intrare de decalaj ce pot fi compensate cu acest circuit.

*Soluție.* Efectul curenților de intrare de decalaj, fiind neglijabil, datorită valorilor lor foarte mici, valorile limită între care poate varia tensiunea de intrare de decalaj pentru a putea fi compensată cu circuitul din figura 5.15, sînt

$$V_{IO} = \pm V_{CC}\frac{R_6}{R_6 + R_5}\cdot\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \pm 2 \text{ mV}.$$

**5.12.** Un amplificator operațional prevăzut cu compensare internă, avînd în buclă deschisă $a_o = 80$ dB, curenți de polarizare $I_B^+ = 25\ \mu$A, $I_B^- = 30\ \mu$A și tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO} = 1$ mV, este conectat ca în figura 5.16. Să se calculeze tensiunea de ieșire în funcție de elementele schemei.

*Soluție.* Pentru $V_s = 0$ tensiunea de ieșire se poate calcula direct de pe schemă ca fiind

$$V_o = -I_B^+R + V_{IO} + I_B^-R_f = -0{,}25 \text{ V} + 1 \text{ mV} + 30 \text{ V} \cong 30 \text{ V}.$$

Valoarea obținută fiind mai mare decît sursele de alimentare, tensiunea de ieșire va fi limitată la tensiunea de alimentare, deci independentă de semnalul de comandă.

Pentru ca circuitul să funcționeze trebuie egalate în oarecare măsură rezistențele asociate celor două intrări. De exemplu, pentru $R_f = 10$ kΩ, tensiunea de ieșire în lipsa semnalului ($V_s = 0$) va fi

$$V_o = -250 \text{ mV} + 1 \text{ mV} + 300 \text{ mV} = 51 \text{ mV}.$$

Pentru $V_s \neq 0$, peste această tensiune se va suprapune semnalul de comandă, circuitul din figura 5.16 fiind o configurație tipică de repetor.

**5.13.** Să se calculeze tensiunea de ieșire pentru schema din figura 5.17, știind că operaționalul are tensiunea de decalaj de intrare de 5 mV și curenți de polarizare egali fiecare cu 100 nA. Tensiunea de intrare este sinusoidală, cu valoarea maximă de 10 mV și frecvența de 1 kHz.

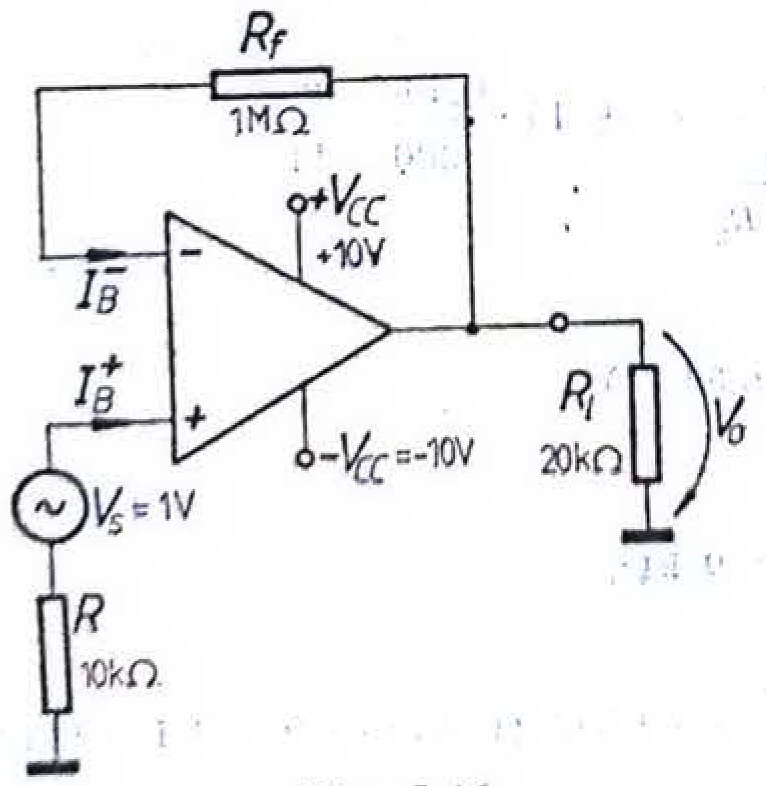


Fig. 5.16.

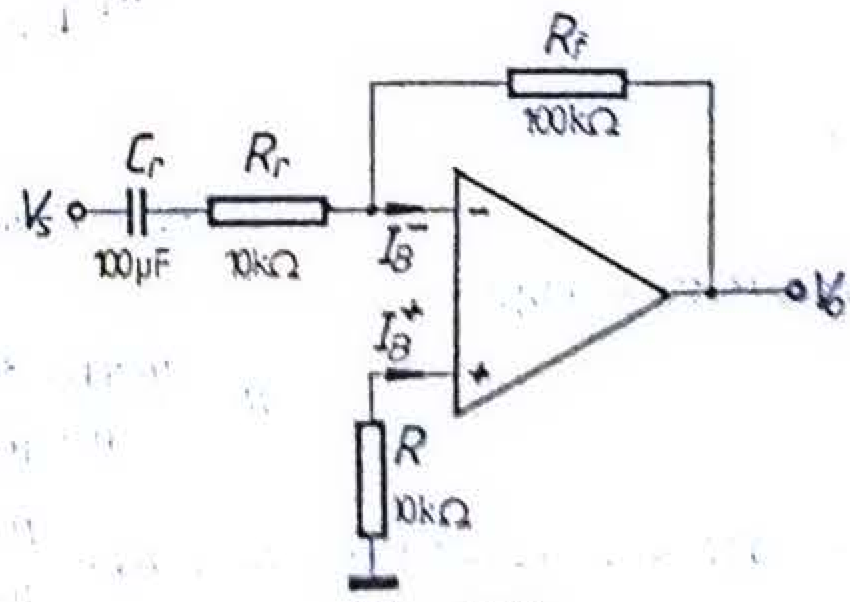


Fig. 5.17.

*Soluție.* Pentru semnalul de comandă $v_s = 10 \sin 2\pi 10^3 t$ [mV], amplificarea în buclă închisă este

$$A \cong -\frac{R_f}{R_r} = -10,$$

deci tensiunea corespunzătoare de ieșire va fi $v_o = -100 \sin \cdot 2\pi \cdot 10^3\, t$ [mV].

Tensiunea de ieșire $V_{oO}$, datorată mărimilor de intrare de decalaj, determinată direct din circuit, este $V_{oO} = -RI_B^+ + V_{IO} + R_f I_B^- = 5 + 90\ \text{k}\Omega \cdot 0{,}1\ \mu\text{A} = 14$ mV, deci tensiunea totală de ieșire este

$$v_O = v_o + V_{oO} = -100 \sin 2\pi \cdot 10^3\, t + 14\ [\text{mV}].$$

**5.14.** Se consideră schema din figura 5.18, comandată de un semnal de intrare sinusoidal.

a. Să se determine tensiunea de ieșire de curent continuu, admițînd curenți de polarizare egali $I_B^+ = I_B^- = 1\ \mu$A și o tensiune de intrare de decalaj de $V_{IO} = 5$ mV. Care este rolul condensatorului $C_2$?

b. Cît este impedanța de intrare în banda frecvențelor de lucru?

c. Să se calculeze amplificarea de tensiune în bandă.

d. Să se explice rolul rezistenței $R_3 = 5\ \Omega$, admițînd că tranzistoarele finale $T_1$ și $T_2$ încep să conducă pentru $|V_{BE}| \geqslant 0{,}5$ V.

*Soluție.* Curenții de polarizare fiind egali și „văzînd spre masă" aceleași rezistențe în curent continuu, tensiunea de ieșire de curent continuu va fi determinată numai de tensiunea de intrare de decalaj $V_{IO}$, avînd valoarea

$$V_o = V_{IO}\left(1 + \frac{R_f}{\infty}\right) = V_{IO} = 5\ \text{mV}.$$

Deci condensatorul $C_2$ este necesar pentru reducerea amplificării în curent continuu la valoarea 1, ceea ce reduce efectul tensiunii de intrare de decalaj asupra tensiunii continue de ieșire.

Impedanța de intrare în amplificatorul operațional fiind foarte mare, $Z_i = R_1 \simeq 100$ kΩ.

Amplificarea semnalului de intrare este determinată de rețeaua de reacție, deci $A = 1 + \frac{R_F}{R_2} = 51$. Pentru curenți în sarcină sub $I = \frac{0{,}5\ \text{V}}{5} = 0{,}1\ \text{A} = 100$ mA, tranzistoarele finale nu conduc. Deci, pînă la un nivel de putere medie în sarcină, de

$$P_u = \frac{R_l I^2}{2} = \frac{4 \cdot 0{,}01}{2} = 0{,}02\ \text{W} = 20\ \text{mW},$$

amplificatorul operațional furnizează el însuși puterea utilă în sarcină, prin rezistența de 5 Ω.

Pentru curenți în sarcină mai mari de 100 mA, tranzistoarele finale se deschid, fiind polarizate prin căderea de tensiune care apare la bornele rezistenței de 5 Ω; deci încep să debiteze și ele putere în sarcină.

**5.15.** Se consideră circuitul din figura 5.19 în care $R_1 = 1$ kΩ, $R_2 = 100$ kΩ, $R_3 = 9$ kΩ și $R_4 = 1$ kΩ.

a. Considerînd că amplificatorul operațional are o amplificare $a_o = 10^5$, o tensiune de intrare de decalaj $V_{IO} =$

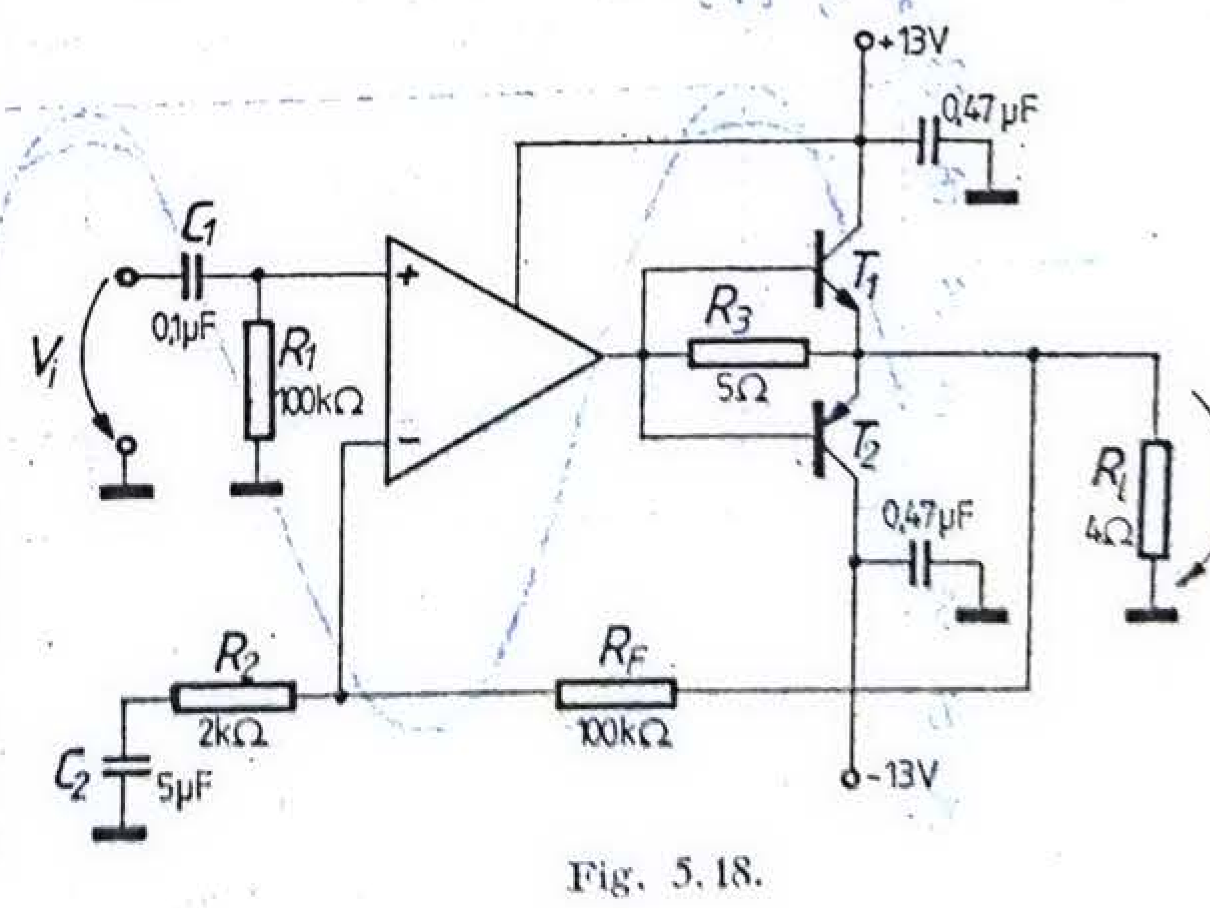



Fig. 5.18.

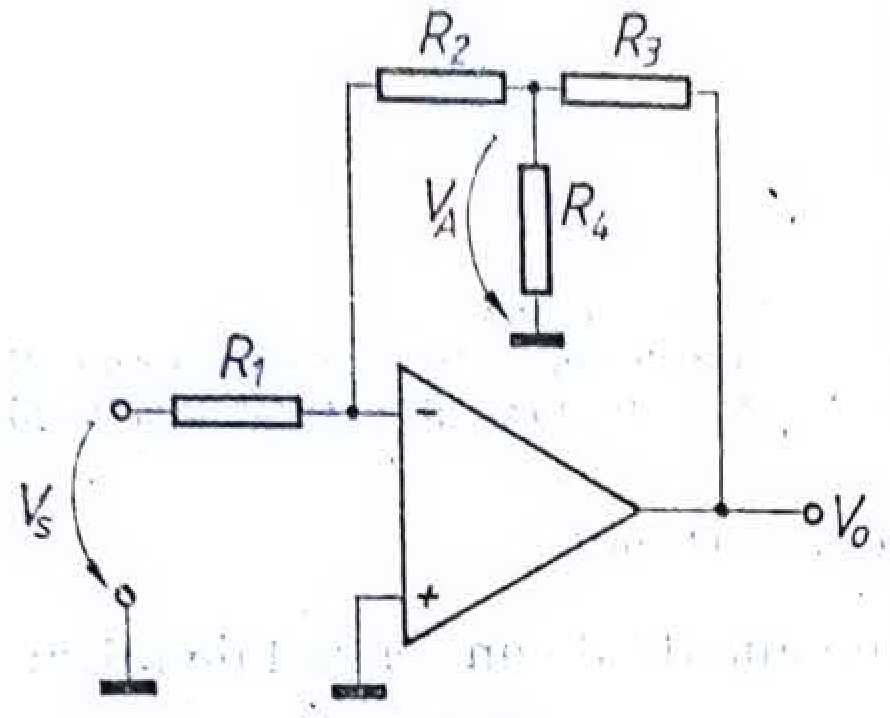



Fig. 5.19.

$= 5$ mV și este alimentat la $\pm V_{CC} = +18$ V, să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire dacă $v_s = 15$ mV sin $200\,\pi t$.

b. Se introduce un condensator $C$ în serie cu $R_4$. Să se determine valoarea condensatorului $C$ astfel încît frecvența limită inferioară a circuitului să fie 100 Hz.

c. Să se traseze caracteristica amplitudine-frecvență în buclă închisă, considerînd că este determinată numai de elementele circuitului de reacție.

*Soluție.* Deoarece $R_2 > R_4$, se poate scrie

$$V_A = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_o. \tag{5.18}$$

Curenții de intrare ai amplificatorului operațional fiind neglijabili, rezultă că cei doi curenți din nodul de intrare, prin rezistența $R_1$ și respectiv prin $R_2$, trebuie să fie egali, deci

$$\frac{V_A}{R_2} = -\frac{V_s}{R_1},$$

ceea ce, ținînd seama de relația (5.18), conduce la

$$A = \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right). \tag{5.19}$$

Pentru valorile numerice din enunțul problemei rezultă $A = -1000$. Deci tensiunea de ieșire va avea o componentă de curent alternativ $v_o = -1\,000 \cdot 15 \sin 200\,\pi t$ [mV] $= -15 \sin 200\,\pi t$ [V].

Peste aceasta se adaugă o componentă de curent continuu, determinată de tensiunea de intrare de decalaj. Deoarece amplificarea în curent continuu este egală cu amplificarea în curent alternativ a schemei considerate, rezultă că tensiunea continuă de ieșire are valoarea

$$V_{oO} = V_{IO}(1 + A) \cong 5 \cdot 1\,000 \text{ mV} = 5 \text{ V},$$

deci tensiunea totală de ieșire este

$$V_o = V_{oO} + v_o = 5 + 15 \sin 200\,\pi t,$$

avînd aspectul din figura 5.20. Se observă că una din semialternanțe, și anume cea pozitivă, a tensiunii de ieșire din figură, este limitată de valoarea sursei de alimentare.

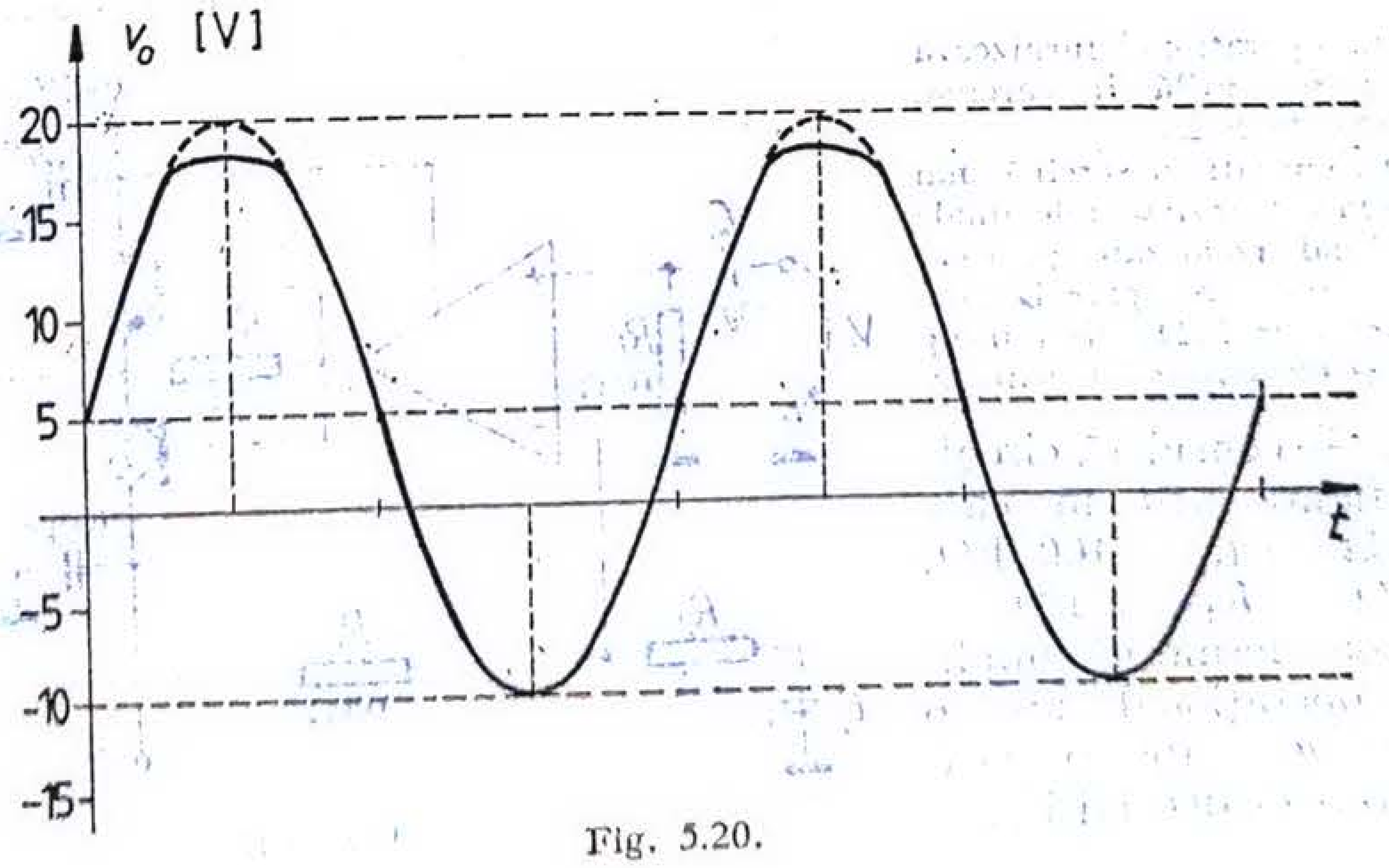



Fig. 5.20.

Prin introducerea unui condensator $C$ în serie cu $R_4$ rezultă

$$Z_4 = R_4 + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega C R_4 + 1}{j\omega C}. \tag{5.20}$$

Înlocuind în expresia (5.19) se obține

$$A = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{j\omega C R_3}{1 + j\omega C R_4}\right) = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1 + j\omega C(R_3 + R_4)}{1 + j\omega C R_4}, \tag{5.21}$$

funcție de transfer caracterizată printr-un zero negativ corespunzător frecvenței

$$f_z = \frac{1}{2\pi C(R_4 + R_3)} \tag{5.22}$$

și un pol negativ corespunzător frecvenței

$$f_p = \frac{1}{2\pi C R_4}. \tag{5.23}$$

Frecvența polului corespunde frecvenței limită inferioare, deci $f_j = f_p$, rezultînd

$$C = \frac{1}{2\pi f_j R_4} = \frac{1}{2\pi 100 \cdot 10^3}\ \mathrm{F} \cong 1{,}5\ \mu\mathrm{F}.$$

Pentru trasarea caracteristicii de frecvență trebuie calculată frecvența zeroului; folosind relația (5.22) se obține

$$f_z = \frac{1}{2\pi C(R_4 + R_3)} = 10\ \mathrm{Hz}.$$

Caracteristica amplitudine-frecvență are aspectul din figura 5.21, în care valoarea amplificării în bandă este

$$A_o = \lim_{\omega\to\infty} \frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1 + j\omega C(R_3 + R_4)}{1 + j\omega C R_4} = \frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = 1\,000 = 60\ \mathrm{dB},$$

iar amplificarea în curent continuu este

$$A_{CC} = \lim_{\omega\to 0} \frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{1 + j\omega C(R_3 + R_4)}{1 + j\omega C R_4} = \frac{R_2}{R_1} = 100 = 40\ \mathrm{dB}.$$

Prin introducerea condensatorului $C$ amplificarea semnalelor cu frecvențe mai mari de 100 Hz își păstrează aceeași valoare ca în lipsa condensatorului, respectiv 1 000.

Amplificarea semnalelor cu frecvențe mai mici de 10 Hz scade însă la 100. Ca urmare, tensiunea de ieșire datorată tensiunii de intrare de decalaj va deveni $V_{OO} = V_{IO}(1 + A_{CC}) = 5 \cdot 100 = 500$ mV, deci efectul de limitare a uneia dintre semialternanțe, evidențiat în figura 5.20, va fi mult diminuat.

**5.16.** Se consideră că amplificatorul operațional din figura 5.22 este ideal.

a. Să se determine $|A(\omega)| = \frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}$ și să se traseze grafic admițînd $R_2 = 100\ \mathrm{k\Omega}$ și $C_1 = 2\ \mu\mathrm{F}$.

b. Semnalul de intrare $V_i$ este format dintr-un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 1 V și frecvența de 20 Hz, peste care se suprapune o tensiune de zgomot cu amplitudinea de 1 mV, care, pentru simplitate, poate

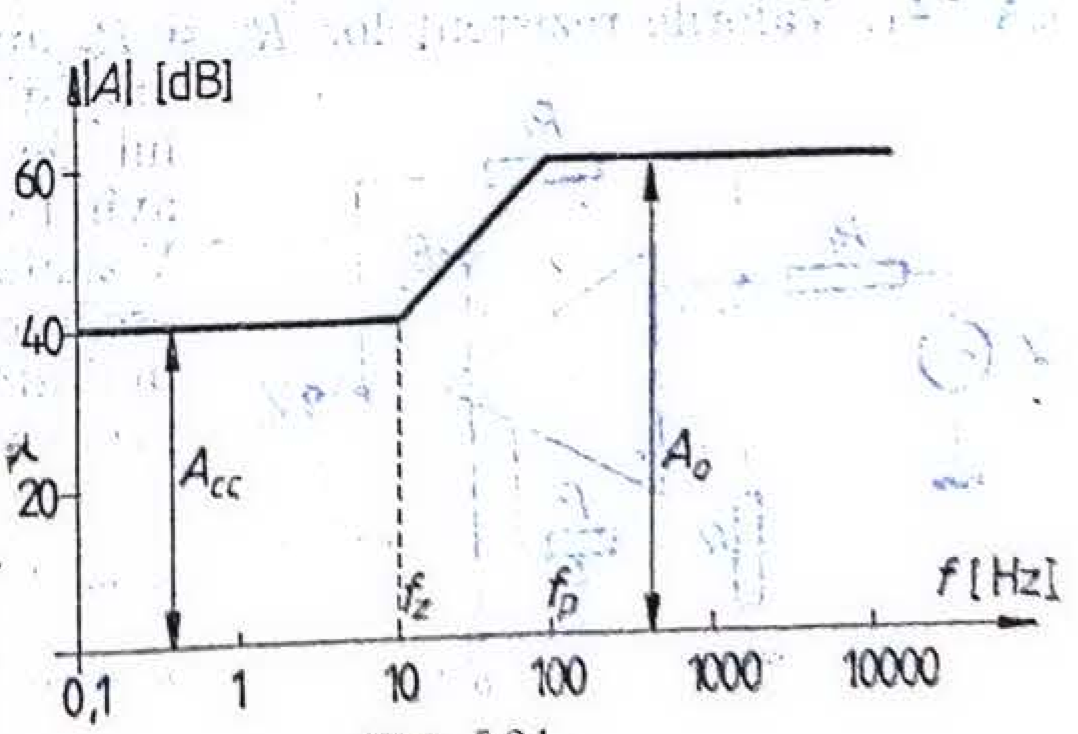


Fig. 5.21.

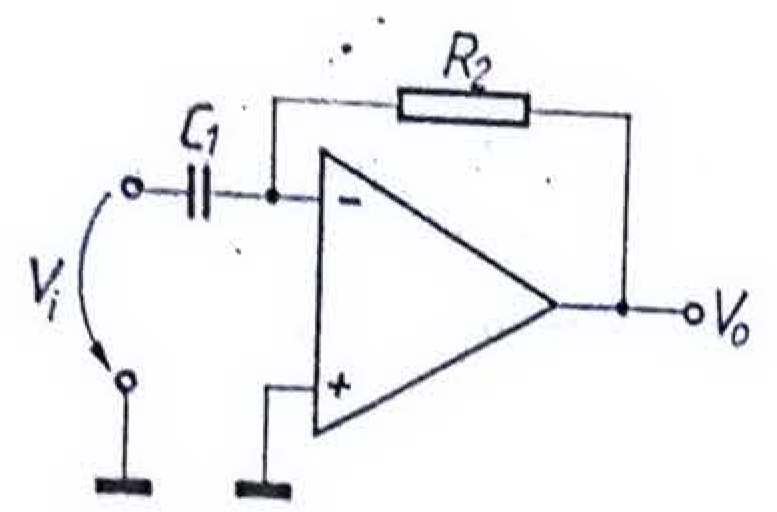



Fig. 5.22.

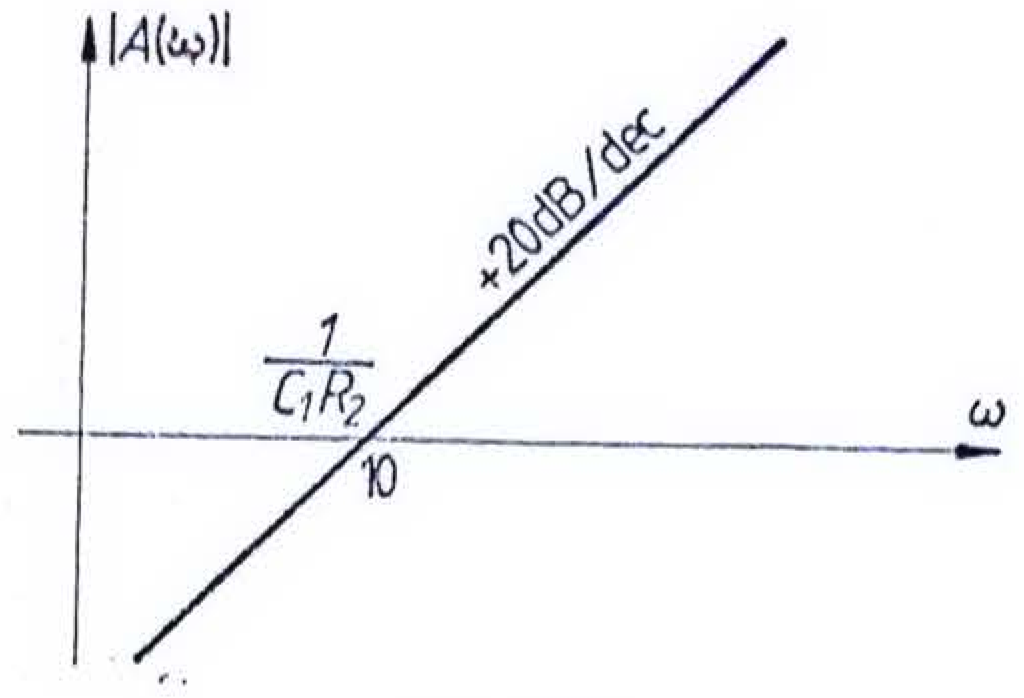



Fig. 5.23.

fi considerată ca avînd o frecvență de 500 kHz. Care este tensiunea de ieșire care se obține în acest caz?

*Soluție.* În ipoteza unui amplificator operațional ideal ($a_0 = \infty$, banda de frecvențe infinită), modulul amplificării în buclă închisă este

$$|A(\omega)| = \left| \frac{R_2}{\dfrac{1}{j\omega C_1}} \right| = \omega R_2 C_1 = \frac{\omega}{10},$$

căreia îi corespunde caracteristica de frecvență din figura 5.23.

Tensiunea de ieșire $V_0$ va avea două componente: una datorată semnalului sinusoidal de comandă, iar cealaltă datorată zgomotului:

$$V_0 = V_i A(2\pi \cdot 20) + V_{zgomot} A(2\pi \cdot 500 \text{ kHz}),$$

unde

$$A(2\pi \cdot 20 \text{ Hz}) = \frac{2\pi \cdot 20}{10} = 4\pi, \quad A(2\pi \cdot 500 \text{ kHz}) = \frac{2\pi \cdot 5 \cdot 10^5}{10} = 10^5 \pi.$$

Rezultă valoarea tensiunii de ieșire ca fiind

$$v_0 = 4\pi \cdot 1 \sin 2\pi \cdot 20\,t + 100\,\pi \cdot \sin 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5 t$$

$$= 12{,}56 \sin 2\pi \cdot 20t + 314 \sin 2\pi \cdot 5 \cdot 10^5\, t \text{ [V]}.$$

Este evident că zgomotul va acoperi semnalul de comandă.

**5.17.** Circuitul din figura 5.24 este realizat cu un amplificator operațional μA 741. Valorile rezistențelor $R_f$ și $R_r$ au fost astfel calculate încît să asigure o amplificare în buclă închisă de 40 dB; semnalul de comandă este un semnal sinusoidal, avînd o amplitudine maximă în gol de 2 mV. Vizualizînd tensiunea de ieșire cu ajutorul unui osciloscop, se constată că forma de undă este limitată superior. Precizați cel puțin două cauze prin care se poate justifica această limitare.

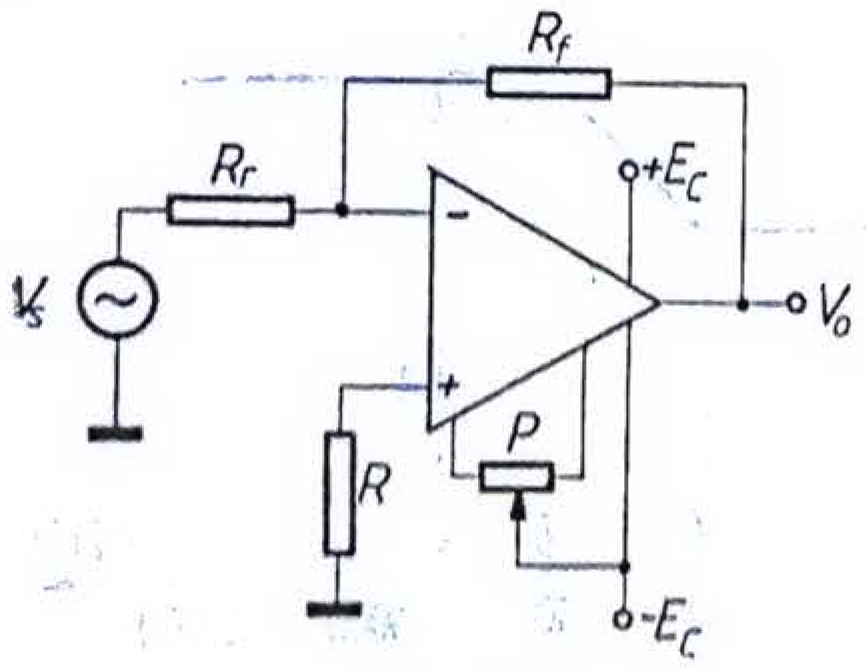



Fig. 5.24.

*Soluție.* Limitarea semialternanței pozitive a tensiunii de ieșire se poate datora următoarelor cauze:

— o valoare prea mică a tensiunii pozitive de alimentare;

— o valoare neadecvată a rezistenței $R$ folosită pentru anularea efectului curenților de polarizare;

— neefectuarea reglajului pentru anularea efectului tensiunii de intrare de decalaj;

— existența unei componente de curent continuu a sursei de semnal.

**5.18.** Circuitul din figura 5.24 este realizat cu un amplificator operațional μA 741. Valorile rezistențelor $R_f$ și $R_r$ au fost astfel calculate încît să asigure o amplificare în buclă închisă de 40 dB; semnalul de comandă este un semnal sinusoidal avînd o amplitudine maximă în gol de 2 mV.

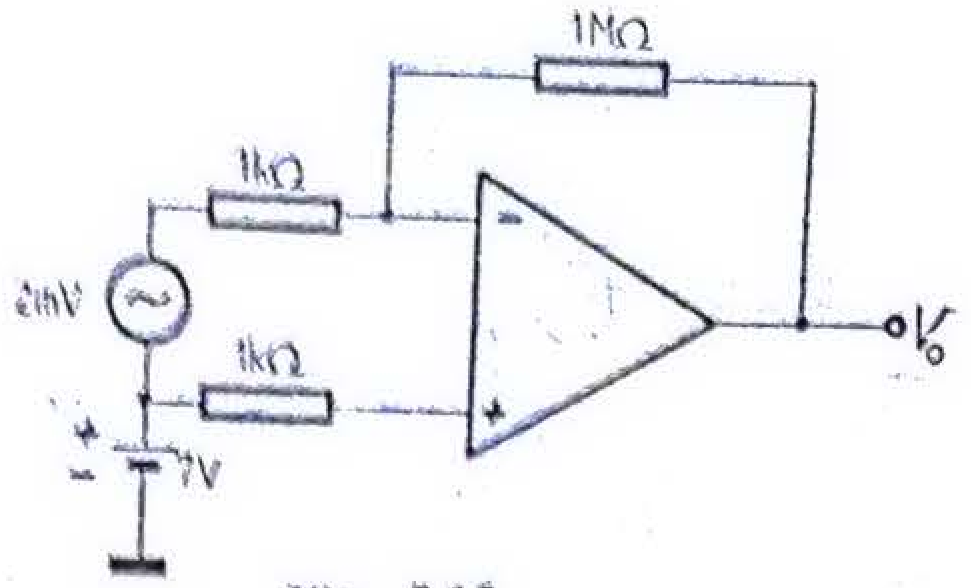



Fig. 5.25.

Vizualizînd forma de undă la ieșire, cu ajutorul unui osciloscop, se constată că se obține o amplitudine mai mică decît cea estimată. Precizați cel puțin două cauze care pot justifica această comportare.

*Soluție.* Valoarea necorespunzătoare a tensiunii de ieșire se poate datora următoarelor cauze:
— valori improprii ale rezistențelor $R_f$ și $R_r$;
— frecvența semnalului de intrare prea mare;
— rezistența de ieșire a sursei de semnal prea mare.

**5.19.** Un traductor electric dă la ieșire o tensiune lent variabilă în timp, de valoare maximă 2 mV, suprapusă peste o tensiune continuă de 7 V. Semnalul este amplificat cu un amplificator operațional μA 741, după cum se arată în figura 5.25. Rezistențele circuitului sînt alese astfel încît să se obțină o amplificare de 60 dB a semnalului și să reducă efectul tensiunii și curentului de intrare de decalaj. Care este valoarea globală a tensiunii de ieșire din circuit, dacă factorul de rejecție a modului comun CMRR este de 80 dB?

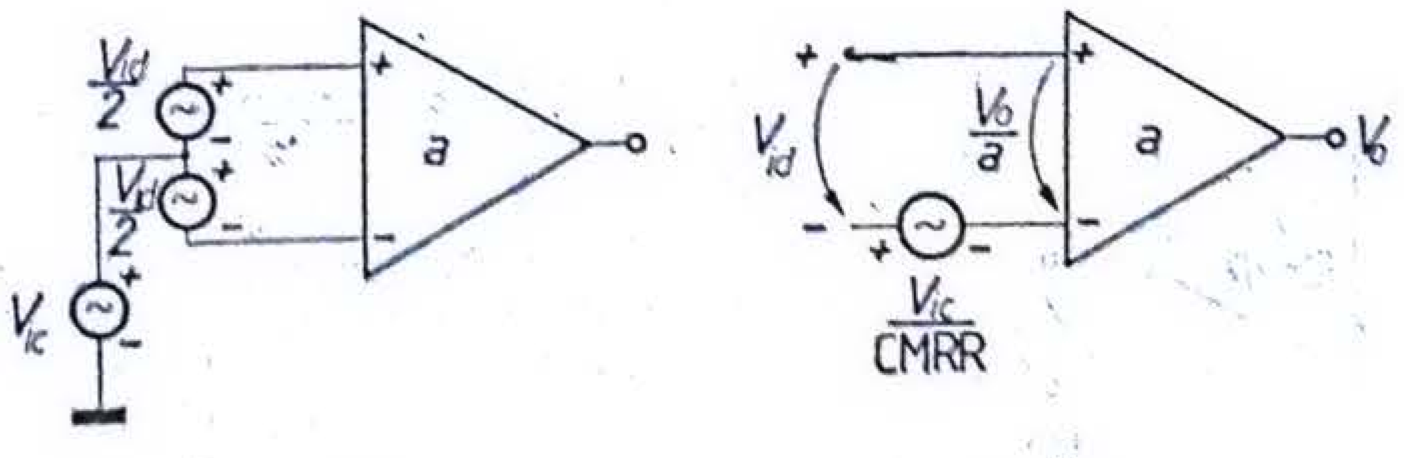
*Soluție.* Pentru un amplificator operațional, avînd la intrare o tensiune de comandă diferențială $V_{id}$ și una de mod comun $V_{ic}$ (fig. 5.26 a), rezultă

$$V_o = aV_{id} + a_{cc}V_{ic} = a\left(V_{id} + \frac{V_{ic}}{\text{CMRR}}\right), \tag{5.24}$$

unde $a$ este amplificarea de mod diferențial, iar $a_{cc}$ amplificarea de mod comun. Relația (5.24) arată că efectul tensiunii de intrare de mod comun poate fi determinat prin introducerea în serie, cu una din intrările amplificatorului diferențial, a unei tensiuni echivalente de valoare $\frac{V_{ic}}{\text{CMRR}}$, după cum se arată de exemplu în figura 5.26 b. De altfel, rezultatul obținut este în concordanță cu echivalența precizată în figura 5.2 din introducerea teoretică. Ca urmare, circuitul din figura 5.25 poate fi redesenat ca în figura 5.27. Neglijînd curenții prin cele două intrări rezultă

$$I_{Rr} = I_{Rf},$$

$$\frac{V_i - \left(\frac{V_{ic}}{\text{CMRR}} - \frac{V_o}{a}\right)}{R_r} = \frac{\frac{V_{ic}}{\text{CMRR}} - \frac{V_o}{a} - V_o}{R_f},$$




a b

Fig. 5.26.

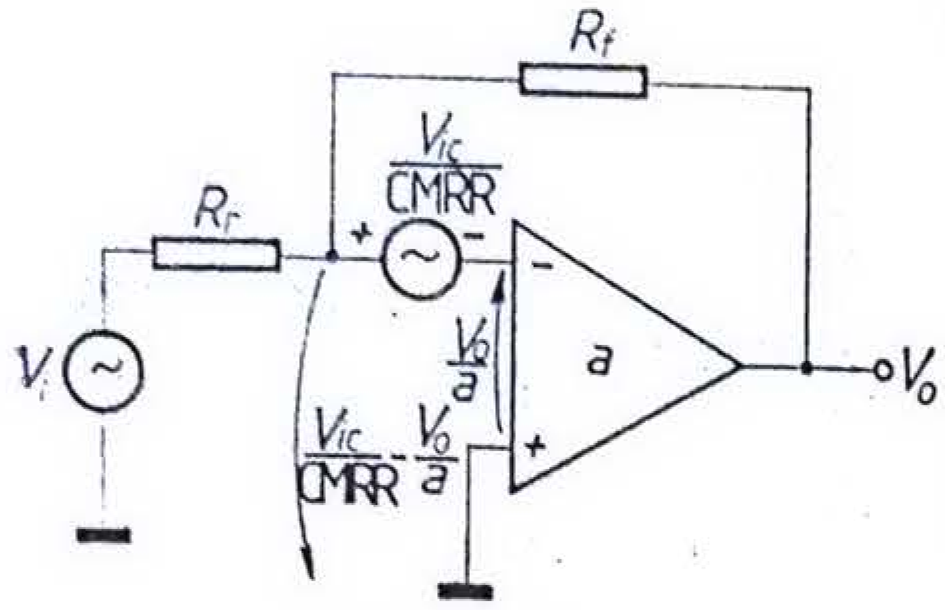


Fig. 5.27.

de unde se obține

$$V_o = -\frac{aR_f}{aR_r + R_f + R_r} \cdot V_i + \frac{a(R_f + R_r)}{aR_r + R_f + R_r} \cdot \frac{V_{ic}}{\mathrm{CMRR}}. \quad (5.25)$$

Admițînd pentru amplificatorul operațional o amplificare diferențială în buclă deschisă $a = \infty$, relația (5.25) se reduce la

$$V_o = -\frac{R_f}{R_r} V_i + \frac{R_f + R_r}{R_r} \cdot \frac{V_{ic}}{CMRR}. \quad (5.26)$$

În cazul schemei analizate, $V_i = 2$ mV și $V_{ic} \simeq 7$ V, deci

$$V_o = -1000 \cdot 2\,\mathrm{mV} + \frac{1}{10} \cdot 7\,\mathrm{V} = -2\,\mathrm{V} + 0{,}7\,\mathrm{V},$$

în care $-2$ V reprezintă componenta tensiunii de ieșire datorată semnalului lent variabil în timp, iar 0,7 V componenta tensiunii de ieșire datorate tensiunii de intrare de mod comun.

**5.20.** În circuitul din figura 5.28, $a = 100$ dB, CMRR $= 80$ dB, $V_{id} = 30\ \mu$V și $V_{i\,zg} = 20\ \mu$V. Să se calculeze tensiunea de ieșire utilă $V_o$ și tensiunea de ieșire de zgomot $V_{o\,zg}$, precum și raportul semnal/zgomot atît la intrare cît și la ieșire.

*Soluție.*

$$V_o = V_{id} \cdot a = 30\ \mu\mathrm{V} \cdot 10^5 = 3\ \mathrm{V}.$$

Deoarece tensiunea de zgomot este cu bună aproximație o tensiune de mod comun,

$$V_{o\,zg} = V_{i\,zg} \frac{a}{\mathrm{CMRR}} = 20\ \mu\mathrm{V} \cdot 10 = 200\ \mu\mathrm{V} = 0{,}2\ \mathrm{mV}.$$

Raportul semnal/zgomot la intrare este

$$S_{Ni} = \frac{30\ \mu\mathrm{V}}{20\ \mu\mathrm{V}} = 1{,}5 = 3{,}8\ \mathrm{dB},$$

iar la ieșire

$$S_{No} = \frac{3\ \mathrm{V}}{0{,}2\ \mathrm{mV}} = 15000 = 84\ \mathrm{dB}.$$

**5.21.** Amplificatorul diferențial din figura 5.29 trebuie să aibă o tensiune de intrare, echivalentă tensiunii de intrare în mod comun, mai mică de 1 mV, după ce tensiunea de intrare de decalaj a fost ajustată la zero. Admițînd că tensiunea

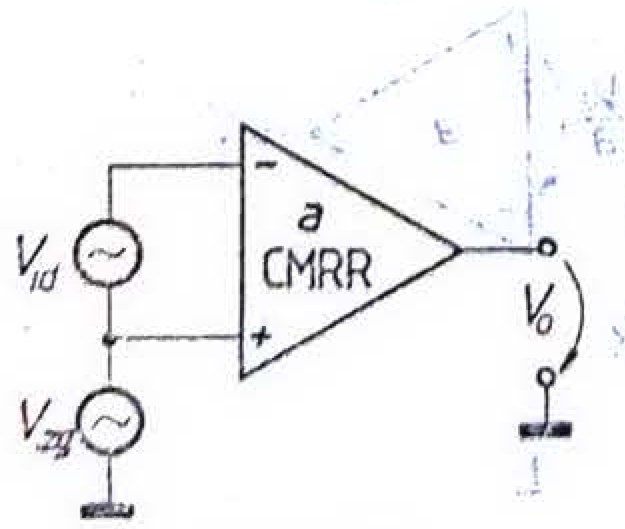


Fig. 5.28.

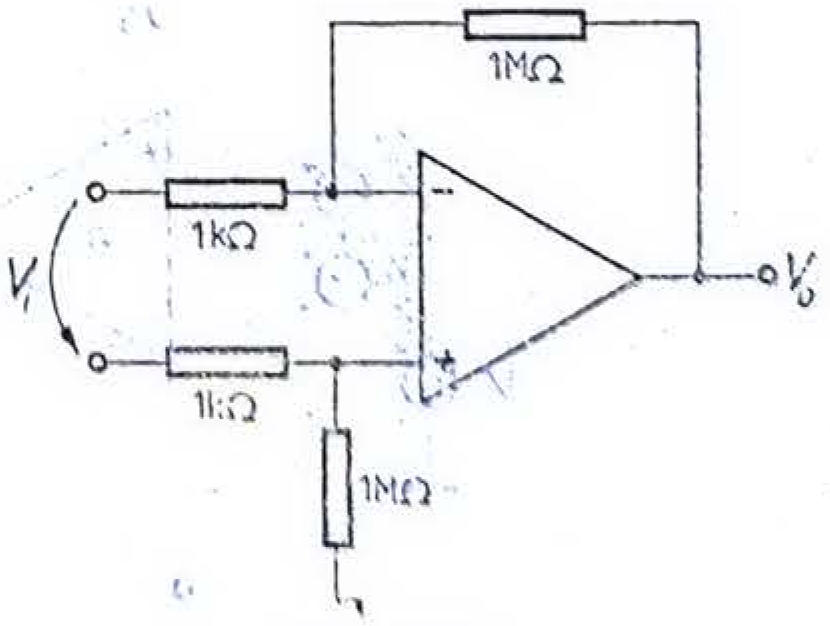


Fig. 5.29.

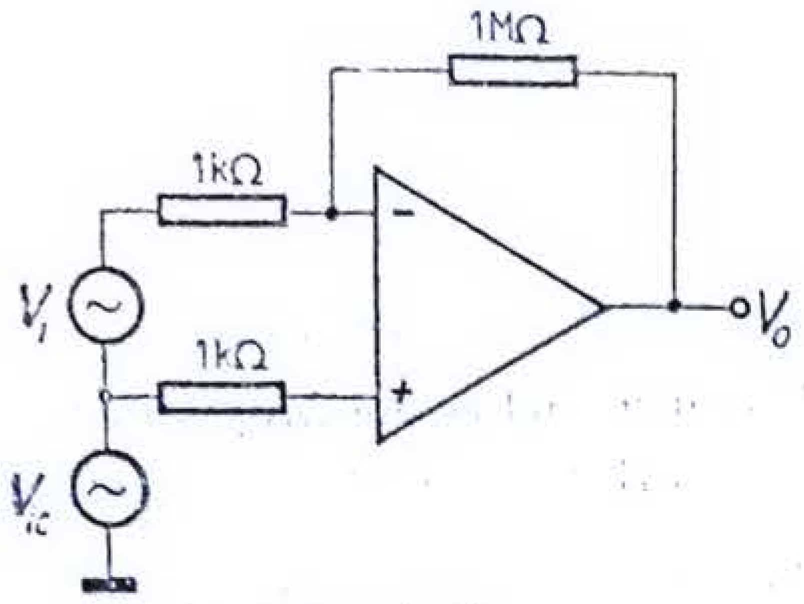



Fig. 5.30.

de intrare de mod comun este cuprinsă între +10 V și − 10 V, care este valoarea minimă a factorului de rejecție a modului comun pentru îndeplinirea cerinței anterioare? Satisface amplificatorul 741 această cerință?

*Soluție.* Utilizînd relația de definiție a factorului de rejecție a modului comun (5.3), rezultă

$$\text{CMRR} = \frac{V_{IC}}{V_i} = \frac{20\ \text{V}}{1 \cdot 10^{-3}\ \text{V}} = 20\,000 = 86\ \text{dB}.$$

Amplificatorul 741 are specificația minimă pentru CMRR de 80 dB, deci se găsește într-o situație limită. Avînd în vedere că valoarea tipică este de 100 dB, în schema din figura 5.29 se poate utiliza un amplificator operațional 741.

**5.22.** În schema din figura 5.30, $V_i = 30$ mV și $V_{ic} = 2$ V, ambele avînd frecvența de 10 kHz. Amplificatorul operațional utilizat are, în buclă deschisă, $a_o = 100$ dB, un singur pol dominant corespunzător frecvenței de 10 Hz, CMRR = = 80 dB la joasă frecvență, scăzînd cu o pantă de 20 dB/dec începînd de la 100 Hz. Să se calculeze amplitudinile tensiunilor de ieșire de mod diferențial și de mod comun, admițînd că în circuit s-a realizat compensarea mărimilor de intrare de decalaj.

*Soluție.* Tensiunea de ieșire totală este

$$V_o = V_{od} + V_{oc} = -\frac{(1-f)a(\omega)}{1+fa(\omega)} V_i + \frac{a(\omega)}{1+fa(\omega)} \cdot \frac{V_{ic}}{\text{CMRR}(\omega)},$$

unde $f = \dfrac{1\ \text{k}\Omega}{1\ \text{M}\Omega + 1\ \text{k}\Omega} = 10^{-3}$. Ținînd seama de datele problemei, la frecvența de 10 kHz, $|a| = 100$ $\varphi_a = -90°$, $|\text{CMRR}| = 100$ și $\varphi_{\text{CMRR}} = -90°$.

Rezultă

$$V_{od} = -\left| \frac{(1-10^{3})10^2 e^{-j\frac{\pi}{2}}}{1 + 10^{-1} e^{-j\frac{\pi}{2}}} \right| V_i = -10^2 V_i = -100 \cdot 30\ \text{mV} = -3\ \text{V},$$

$$V_{oc} = \left| \frac{10^2 e^{-j\frac{\pi}{2}}}{1 + 10^{-1} e^{-j\frac{\pi}{2}}} \cdot \frac{1}{10^2 e^{-j\frac{\pi}{2}}} \right| V_{ic} \simeq V_{ic} = 2\ \text{V},$$

deci tensiuni de ieșire de mod comun și de mod diferențial comparabile ca valoare, dar în antifază.

**5.23.** Un amplificator operațional de tipul μA 702 admite, pentru o funcționare liniară, o tensiune de ieșire de ±5 V, o tensiune minimă pe intrări în raport cu masa de—6 V și o tensiune maximă pe intrări în raport cu masa de +1,5 V. Amplificatorul este folosit în circuitul din figura 5.31, în care $R_1 = R_3 = 1$ kΩ și $R_2 = R_4 = 10$ kΩ. Să se determine domeniul acceptabil al tensiunilor de comandă $V_{i1}$ și $V_{i2}$, astfel încît amplificatorul să funcționeze liniar. Se va admite $a_o = \infty$ și CMRR = ∞.

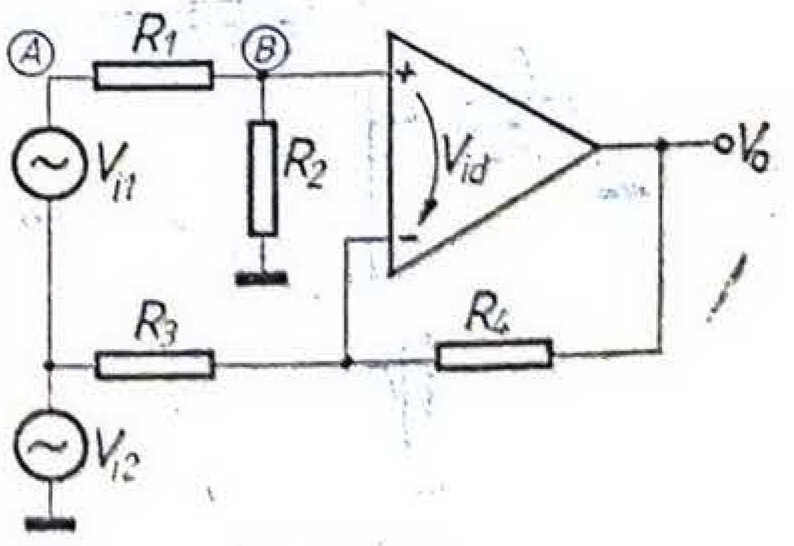



Fig. 5.31.

*Soluție.* Schema din figura 5.31 reprezintă un amplificator de diferență. Deoarece se consideră că amplificatorul operațional este ideal (CMRR = ∞), variația de ±5 V a tensiunii de ieșire se datorează în exclusivitate tensiunii $V_{i_1}$.

Se poate scrie relația

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_{i_1},$$

rezultînd, pentru valorile numerice considerate, $V_o = 10\ V_{i_1}$. Deci domeniul acceptabil pentru tensiunea de intrare $V_{i_1}$ este

$$V_{i_1} = \frac{V_o}{10} = \frac{\pm 5\ \text{V}}{10} = \pm 0{,}5\ \text{V},$$

fiind impus de rezistențele schemei și de constrîngerea referitoare la excursia de ±5 V a tensiunii de ieșire.

Cu notațiile precizate pe figură rezultă

$$V_A = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{B\,\text{adm}} = 1{,}1\ V_{B\,\text{adm}} = 1{,}1(-6 \ldots 1{,}5) = -6{,}6 \ldots 1{,}65\ \text{V}.$$

Dar $V_A = V_{i_1} + V_{i_2}$, respectiv $V_{i_2} = V_A - V_{i_1}$, relație care determină limitele acceptabile ale domeniului admisibil pentru tensiunea de intrare de mod comun $V_{i_2}$. Se obține

$$V_{i_2\,\text{min}} = -6{,}6 - (-0{,}5) = -6{,}1\ \text{V},$$

$$V_{i_2\,\text{max}} = +1{,}65 - (+0{,}5) = 1{,}15\ \text{V},$$

relații în care pentru tensiunea $V_{i_1}$ s-a considerat semnalul cel mai defavorabil. Deci intervalul admis pentru $V_{i_2}$ este [−6,1; 1,15], el fiind determinat de valorile admisibile ale tensiunii față de masă pe cele două intrări.

**5.24.** Amplificatorul operațional din figura 5.32 este alimentat cu două tensiuni de alimentare de ±18 V, avînd un procentaj de brum de 4%. Să se calculeze tensiunea de brum de la ieșire, dacă factorul de rejecție al tensiunilor de alimentare este de 50 μV/V.

*Soluție.* Amplitudinea tensiunii de brum a surselor de alimentare este $\Delta V_{CC} = 18\ \text{V} \cdot 0{,}04 = 0{,}72\ \text{V}$. După cum rezultă din figura 5.3, tensiunea echivalentă de intrare este $\Delta V_i = 50\ \mu\text{V/V} \cdot 0{,}72\ \text{V} = 36\ \mu\text{V}$, rezultînd tensiunea de ieșire corespunzătoare

$$V_o = \Delta V_i \left(1 + \frac{R_f}{R_r}\right) = 36\ \mu\text{V} \cdot 101 \cong 3\,600\ \mu\text{V} = 3{,}6\ \text{mV}.$$

**5.25.** Se consideră un amplificator operațional conectat într-o configurație inversoare ca în figura 5.33. Circuitul este comandat de un semnal sinusoidal de

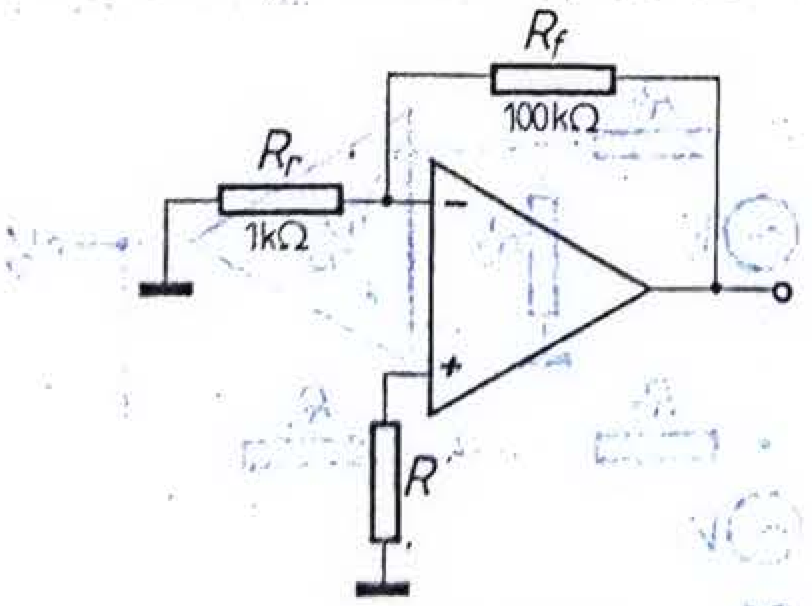


Fig. 5.32.

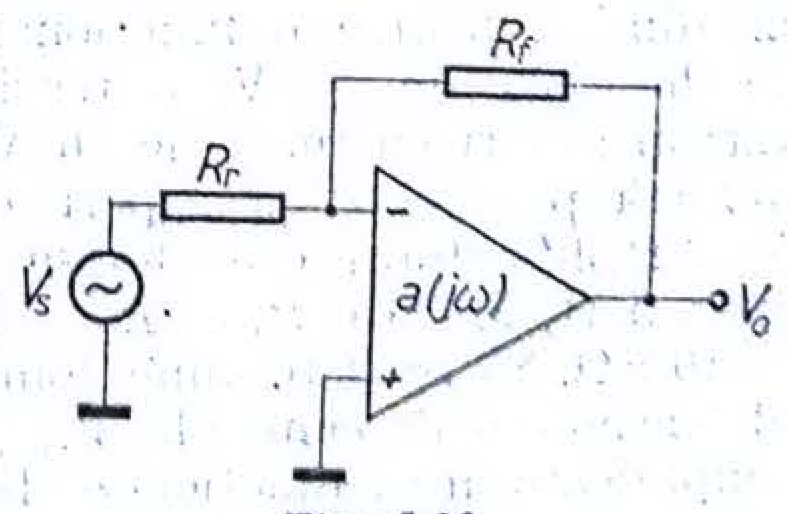


Fig. 5.33.

joasă frecvență la care parametrii amplificatorului operațional au următoarele valori:

$$a(j\omega) = 1\,000\ \underline{|0^\circ}, \quad Z_i(\Omega) = 15\,000\ \underline{|0^\circ}, \quad Z_{ol}(\Omega) = 200\ \underline{|0^\circ}.$$

Admițînd $R_r = 1\,000\ \Omega$, să se compare valorile amplificării $\dfrac{V_o}{V_s}$ calculate cu relația exactă din tabelul 10.1 și cu relația aproximativă $\dfrac{V_o}{V_s} \cong -\dfrac{R_f}{R_r}$ pentru următoarele valori ale rezistenței de reacție $R_f(\Omega) = 200\,000;\ 100\,000;\ 30\,000;\ 10\,000;\ 2\,000$. Să se aprecieze efectul cîștigului buclei, $T = af = a\,\dfrac{R_r}{R_r + R_f}$, asupra erorii de determinare a amplificării cu relația de calcul aproximativă.

*Soluție.* Efectuînd calculele, se obțin rezultatele din tabelul 5.3.

*Tabelul 5.3*

| $Z_f\ \underline{\vert 0^\circ}$ $\Omega$ | $V_o/V_s = \dfrac{R_f}{R_r}$ [dB] | $V_o/V_s$ exact (tab. 5.1.) [dB] | Eroarea [dB] | Cîștigul buclei $af$ [dB] |
|---|---|---|---|---|
| 200 000 | 46 | 44,3 | 1,7 | 14 |
| 100 000 | 40 | 39,1 | 0,9 | 20 |
| 30 000 | 29,6 | 29,3 | 0,3 | 30,4 |
| 10 000 | 20 | 19,9 | 0,1 | 40 |
| 2 000 | 6,03 | 6,0 | 0,03 | 54 |

**5.26.** Amplificatorul diferențial de instrumentație, prezentat în figura 5.34, trebuie să realizeze un cîștig în tensiune de $10^3$ cu o precizie de 0,1 %.

Poate satisface amplificatorul 741 cerințele acestei aplicații? Cît de mare trebuie să fie cîștigul, în buclă deschisă, al amplificatorului operațional?

*Soluție.* Neglijînd rezistența de intrare ($R_i = \infty$) și rezistențade ieșire ($R_o = 0$) ale amplificatorului operațional, din figura 5.35 rezultă

$$I_1 = \left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\,V_1 + \frac{V_o}{a}\right)\frac{1}{R_1}.$$

Deoarece $I_2 = I_1$ se obține

$$V_{R2} = R_2 I_2 = \frac{R_2}{R_1}\left(V_2 - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\,V_1 + \frac{V_o}{a}\right).$$

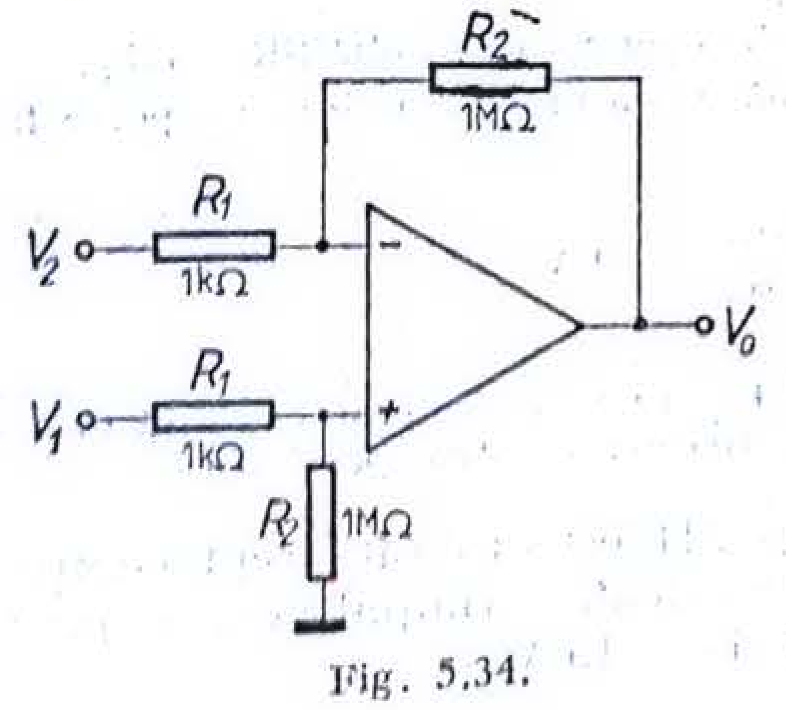


Fig. 5.34.

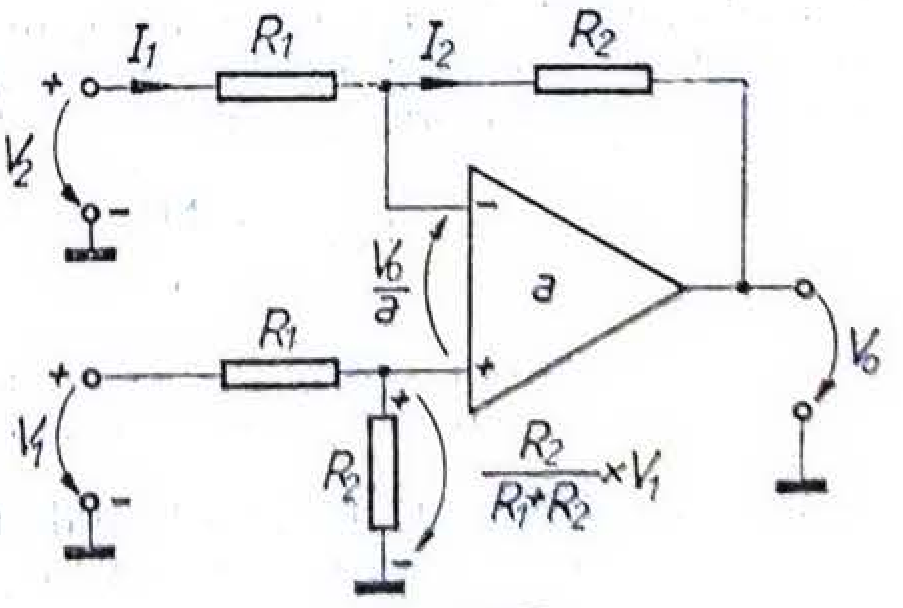


Fig. 5.35.

Pentru bucla de ieşire

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_1 - \frac{V_o}{a} = V_{R_2} + V_o,$$

obţinîndu-se

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \frac{1}{\frac{R_1 + R_2}{aR_1} + 1}.$$

Eroarea cu care se realizează valoarea amplificării diferenţiale, determinată de valoarea finită a cîştigului cu bucla deschisă, va fi:

$$\varepsilon = \frac{V_{o\,\text{ideal}} - V_o}{V_{o\,\text{ideal}}} = \frac{1}{1 + \frac{aR_1}{R_1 + R_2}},$$

unde $V_{o\,\text{ideal}} = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2)$.

Enunţul problemei impune $\varepsilon = 10^{-3}$, $R_1 = 10^3\ \Omega$ şi $R_2 = 10^6\ \Omega$, deci amplificarea necesară pentru a obţine o eroare de cel puţin $10^{-3}$ va fi

$$a_{\min} = \left(\frac{1}{\varepsilon} - 1\right)\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \left(\frac{1}{10^{-3}} - 1\right)\left(1 + \frac{10^6}{10^3}\right) = 10^6 = 120\ \text{dB},$$

Amplificatorul 741, care are o valoare a cîştigului în bucla deschisă, $a$, de 90 ... 100 dB, nu satisface cerinţele acestei aplicaţii.

**5.27.** Amplificatorul operaţional µA 725 este folosit ca amplificator audio într-un circuit avînd în buclă închisă o amplificare 100. Din datele de catalog rezultă că amplificatorul operaţional are un slew-rate de 0,8 V/µs. Va lucra acest circuit corect la un semnal de intrare sinusoidal de 14 kHz şi de amplitudine 0,1 V ?

*Soluţie.* Pentru ca amplificatorul să lucreze corect, trebuie ca panta maximă de variaţie a tensiunii de ieşire să fie mai mică sau, la limită, egală cu SR-ul amplificatorului. În situaţia analizată, semnalul de ieşire este sinusoidal, deci $v_o(t) = V_o \sin \omega t$ şi deci

$$\frac{dv_o(t)}{dt} = \omega V_o \cos \omega t,$$

care are un maxim pentru $\cos \omega t = 1$, adică

$$\left.\frac{dv_o(t)}{dt}\right|_{\max} = \omega V_o. \tag{5.27}$$

Egalînd relaţia (5.27) cu slew-rate-ul amplificatorului operaţional rezultă $SR = \omega V_o$.

La o pulsaţie $\omega$ impusă rezultă valoaera maximă a tensiunii de ieşire care poate fi redată nedistorsionat de amplificatorul operaţional

$$V_{o\max} = \frac{SR}{\omega} = \frac{0{,}8\ \text{V}/\mu\text{s}}{2\pi \cdot 14 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1}} = 9\ \text{V}.$$

Din datele problemei, însă, $V_o = AV_s = 100 \cdot 0{,}1 = 10$ V. Ca urmare circuitul nu va lucra corect, neputînd urmări variaţia semnalului de intrare la trecerea acestuia prin zero.

**5.28.** Un amplificator operaţional de tip 741 este folosit drept comparator. Ştiind că el are un slew-rate de 0,5 V/µs, să se calculeze timpul necesar pentru ca tensiunea sa de ieşire să varieze de la +15 V la −15 V.

*Soluție*

$$t = \frac{V}{SR} = \frac{+15\text{ V} - (-15\text{ V})}{0{,}5\text{ V}/\mu\text{s}} = 60\ \mu\text{s}.$$

Dacă semnalul de intrare variază cu o viteză mai mare, ieșirea nu va putea urmări semnalul de comandă, rezultînd o tensiune de ieșire eronată.

5.29. Calculați, în funcție de timp, tensiunea la ieșirea unui amplificator operațional de tip 741, folosit în conexiune neinversoare cu reacție pur rezistivă, avînd amplificarea în buclă închisă, în bandă, $A_o = 1\,000$, dacă la intrare se aplică un semnal de mod diferențial cu amplitudinea $V_{id} = 10$ mV și frecvența de 10 kHz și o tensiune continuă de mod comun $V_{ic} = 10$ V.

Date de catalog pentru amplificatorul operațional 741 sînt: $a_o = 10^5$, un singur pol dominant corespunzător frecvenței de 10 Hz, $V_{IO} = 5$ mV, CMRR = = 80 dB, SR = 0,5 V/μs.

*Soluție.* Pentru semnalul util,

$$|a(10\text{ kHz})| = \frac{a_o}{10^3} = \frac{10^5}{10^3} = 100, \quad a = 100\,\underline{|-90},$$

$$f_o \cong \frac{1}{A_o} = \frac{1}{1\,000},$$

$$|A(10\text{ kHz}) = \left|\frac{100}{1 + \frac{100}{1\,000}\,\underline{|-90}}\right| \cong 100,$$

rezultînd amplitudinea semnalului sinusoidal la ieșire $V_{o\sim} = 10\text{ mV} \cdot 100 = 1$ V.

Pentru semnalul de mod comun $V_{I\ \text{echivalent}} = \frac{10\text{ V}}{\text{CMRR}} = \frac{10\text{ V}}{10^4} = 1$ mV, iar $V'_o = A_o \cdot$ $\cdot\, 1\text{ mV} = 10^3 \cdot 1\text{ mV} = 1$ V.

Pentru tensiunea de intrare de decalaj $V''_o = V_{IO} \cdot A_o = 5\text{ mV} \cdot 1\,000 = 5$ V.

Se verifică dacă SR influențează componenta utilă

$$V_{o\ \max\ \text{nedistorsionat}} = \frac{SR}{\omega} = \frac{0{,}5\text{ V}/\mu\text{s}}{10^4 \cdot 2\pi} = \frac{0{,}5 \cdot 10^6}{2\pi 10^4} \simeq 8\text{ V} > V_{o\sim},$$

deci tensiunea de ieșire poate urmări semnalul de comandă.

Prin urmare tensiunea de ieșire totală va fi

$$V_o = V_{o\sim} + V'_o + V''_o = 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 10^4 t) + 6\ [\text{V}].$$

5.30. Amplificatorul operațional 741 are următoarele caracteristici: $a_o =$ = 100 dB, un pol simplu negativ, frecvența corespunzătoare amplificării unitare $f_u = 1$ MHz, SR = 0,5 V/μs. Considerînd că acest amplificator este utilizat într-o schemă inversoare cu reacție pur rezistivă, avînd o amplificare în buclă închisă la joasă frecvență $A_o = -10$ și alimentat la ±10 V, să se reprezinte grafic tensiunea la ieșire, dacă la intrare se aplică un semnal de 1 V la o frecvență 100 kHz.

*Soluție.* Din caracteristica de frecvență a amplificatorului operațional 741 (fig. 5.36) rezultă $|a(100\text{ kHz})| = 20\text{ dB} = 10$, $\varphi\ |a(100\text{ kHz}) = -90°$.

În buclă închisă, la joasă frecvență,

$$A_o \cong 1 - \frac{1}{f_o}, \quad \frac{1}{f_o} = 1 - A_o = 1 - (-10) = 11,$$

deci atenuarea rețelei rezistive de reacție este $f_o = \frac{1}{11}$.

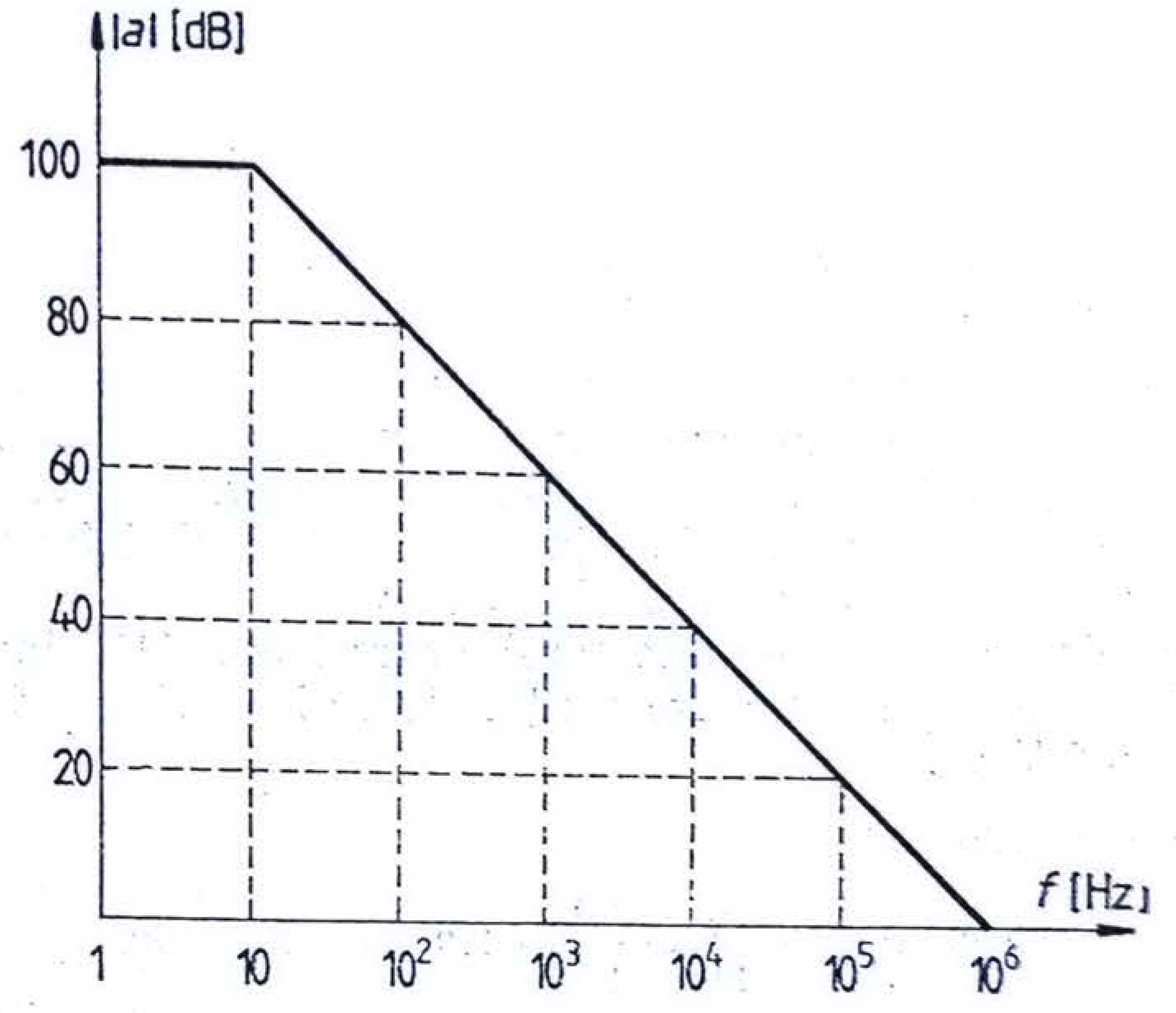



Fig. 5.36.

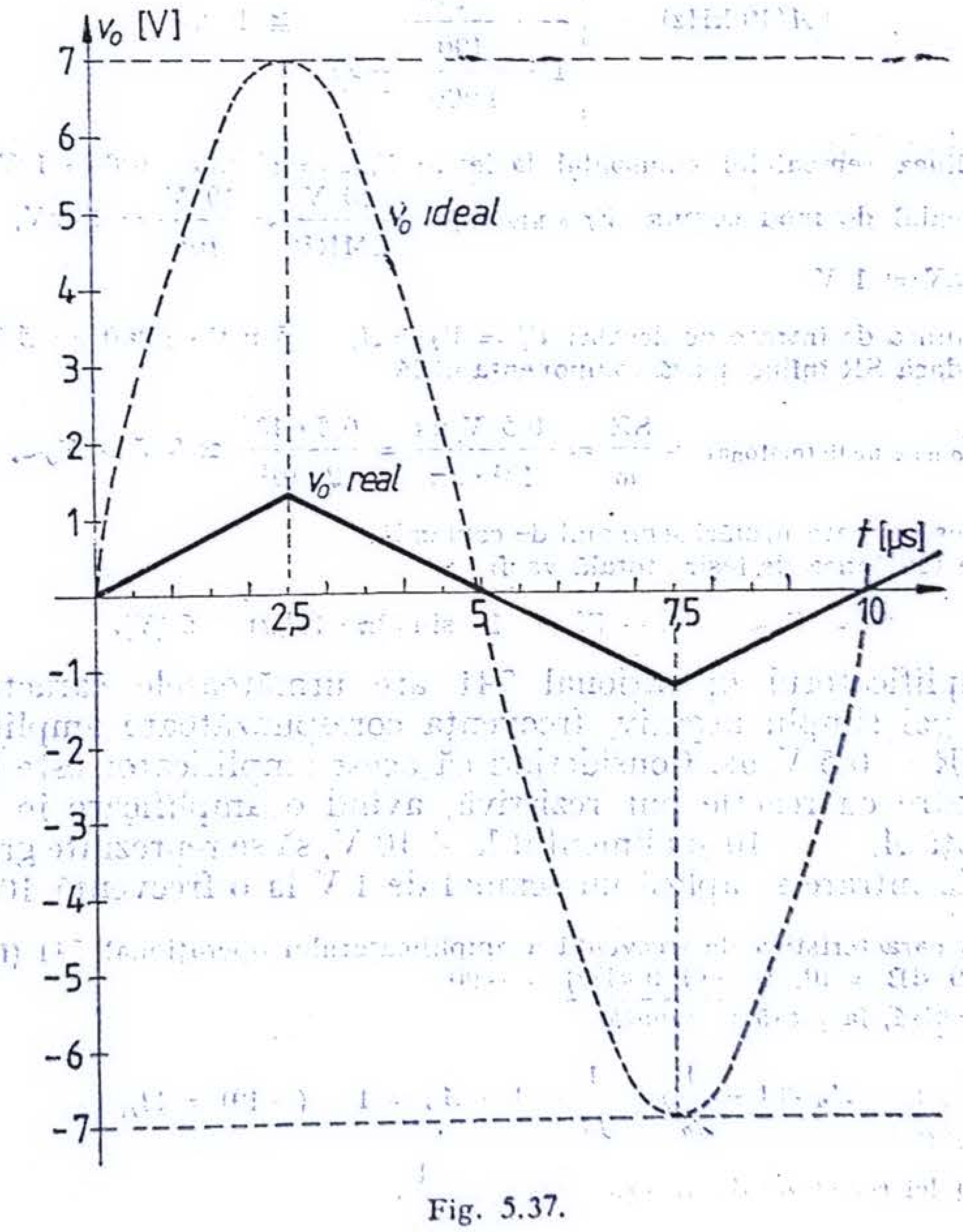



Fig. 5.37.

La frecvența de 100 kHz

$$|A(100\,\text{kHz})| = \frac{-|a(1-f)|}{|l+af|} = \frac{-10\left(\frac{1}{11}-1\right)}{\left|1+j\frac{10}{11}\right|} \cong -\frac{10\cdot 10}{10\sqrt{2}} \cong -7.$$

Rezultă că amplitudinea tensiunii de ieșire este $V_o = 1\,\text{V}\cdot(-7) = -7$ V.
Pentru un semnal sinusoidal, amplitudinea maximă a tensiunii de ieșire nedistorsionate este

$$V_{o\,\max} = \frac{\text{SR}}{2\pi\cdot 100\cdot 10^3} = \frac{0{,}5\cdot 10^6}{2\pi\cdot 10^5} = 0{,}8\ \text{V}.$$

Deoarece $V_{o\,\max} < V_o$, semnalul de ieșire va fi triunghiularizat, evoluînd în timp cu o pantă de 0,5 V/μs pînă la valoarea

$$0{,}5\frac{T}{4} = 0{,}5\ \text{V}/\mu\text{s}\cdot 2{,}5\ \mu\text{s} = 1{,}25\ \text{V}.$$

Ca urmare, dependența tensiunii de ieșire de timp va avea aspectul din figura 5.37.

## CUPRINS


. . . . . . . . . . . . . . . . . . . . 5

*Cap.* 1. Etaje amplificatoare diferențiale . . . . . . . . . . 83

*Cap.* 2. Etaje de ieșire . . . . . . . . . . 121

*Cap.* 3. Amplificatoare operaționale. Structuri interne . . . . . . . . . . 200

*Cap.* 4. Răspunsul în frecvență și stabilitatea circuitelor cu amplificatoare operaționale . . . . . . . . 262

*Cap.* 5. Efectele abaterilor de la modelul ideal al amplificatoarelor operaționale reale . . . . . . . . . .



Biblioteca de fizică
PROVENIENȚA acu
Prețul lei 33



Redactor: DINU-IOANIȚIU NECHITA
Tehnoredactor: ANGELA ILOVAN

Coli de tipar: 17,75
Bun de tipar: 24. XI. 1987

Tiparul executat sub comanda
nr. 384 la
Intreprinderea poligrafică
„13 Decembrie 1918",
str. Grigore Alexandrescu nr. 89-97
Bucureşti.
Republica Socialistă România

Cartea, structurată pe cinci capitole, abordează principalele aspecte teoretice ale domeniului (sub formă de rezumate introductive la fiecare capitol), însoțite de numeroase aplicații prezentate sub formă de probleme care scot în evidență proprietățile, funcționarea, performanțele și configurațiile circuitelor integrate liniare. Sînt, astfel, prezentate etaje amplificatoare diferențiale, etaje de ieșire, amplificatoare operaționale, răspunsul în frecvență și stabilitatea circuitelor cu amplificatoare operaționale, precum și efectele abaterilor de la modelul ideal al amplificatoarelor operaționale reale.

Lei 33